ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

та електричних вимірювань



Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Вінницький національний технічний університет

ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ ТА ЕЛЕКТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ

Підручник

Вінниця
ВНТУ
2011

УДК 389.001
ББК 32.85
О75

Автори:
В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, Є. Т. Володарський, В. В. Грабко

Затверджено Міністерством освіти і науки, молоді та спорту України як підручник для студентів електроенергетичних та електромеханічних спеціальностей вищих навчальних закладів. Лист № 1/11-6221 від 15.07.11 р.

Рецензенти:
Б. І. Стадник, доктор технічних наук, професор
М. В. Мислович, доктор технічних наук, професор
Ю. В. Куц, доктор технічних наук, професор

Основи метрології та електричних вимірювань : підручник /
О75 В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, Є. Т. Володарський, В. В. Грабко. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – 522 с.
ISBN 978-966-641-455-0

В підручнику наведено основні поняття метрології, сучасні підходи до оцінювання результатів вимірювань, метрологічної атестації засобів вимірювальної техніки, подано принципи побудови електромеханічних, електронних, цифрових і мікропроцесорних засобів вимірювань, інформаційно-вимірювальних систем, розглянуто засоби і способи вимірювання електричних, магнітних та неелектричних величин. Підручник відповідає навчальним програмам дисциплін «Основи метрології та електровимірювальна техніка», «Основи метрології та електричних вимірювань», «Інформаційно-вимірювальні системи в електромеханіці», «Контрольно-вимірювальні системи в електроенергетиці» і призначений для студентів напряму підготовки 0507 «Електротехніка та електромеханіка».

УДК 389.001
ББК 32.85

ISBN 978-966-641-455-0

© В. Кухарчук, В. Кучерук, Є. Володарський, В. Грабко, 2011

ЗМІСТ

	ВСТУП	9
Розділ 1	ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ	10
1.1	Фізична величина – основне поняття метрології	14
1.1.1	Систематизація фізичних величин	16
1.1.2	Основне рівняння вимірювання	17
1.2	Класифікація вимірювань	19
1.2.1	Значущість вимірювань	22
1.2.2	Алгоритм виконання вимірювальної процедури	22
1.2.3	Основні компоненти вимірювального експерименту	25
1.2.4	Умови вимірювання	26
1.3	Засоби вимірювальної техніки	28
1.3.1	Вимірювальні пристрої	29
1.3.2	Засоби вимірювання	35
1.4	Методи вимірювань	38
1.5	Похибки вимірювань	43
1.5.1	Класифікація похибок вимірювання	45
1.5.2	Систематичні похибки і методи їх вилучення	47
1.5.3	Випадкові похибки	52
1.5.4	Оцінювання випадкових похибок прямих вимірювань	60
1.5.5	Методика оцінювання випадкових похибок опосередкованих вимірювань	63
1.6	Невизначеність вимірювань	68
1.6.1	Джерела та складові невизначеності	69
1.6.2	Розширена невизначеність	72
1.6.3	Приклад оцінювання невизначеності результатів прямих одноразових вимірювань	74
1.6.4	Послідовність оцінювання результату прямих багаторазових вимірювань	76
1.6.5	Приклад оцінювання активної і реактивної складової опору при наявності кореляції між вхідними величинами	78
1.6.6	Приклад оцінювання характеристик похибки та невизначеності вимірювань	80
1.7	Властивості засобів вимірювань	85
1.7.1	Статичні метрологічні характеристики	85
1.7.2	Похибки засобів вимірювань	88
1.7.3	Нормування похибок засобів вимірювань	90

1.7.4 Оцінювання статичних метрологічних характеристик..... 98
1.7.5 Динамічні метрологічні характеристики..... 100
1.7.6 Приклад оцінювання метрологічних характеристик..... 113
1.8 Повірка засобів вимірювань..... 117
1.9 Державна система забезпечення єдності вимірювань..... 120
1.9.1 Структура та функції метрологічної служби України..... 123
1.9.2 Міжнародні організації зі стандартизації..... 125
1.9.3 Міжнародна електротехнічна комісія..... 125
1.9.4 Міжнародна організація законодавчої метрології..... 126
Розділ 2 ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ... 127
2.1 Загальні відомості..... 127
2.2 Магнітоелектричні прилади..... 131
2.2.1 Магнітоелектричний вимірювальний перетворювач..... 131
2.2.2 Магнітоелектричні амперметри..... 134
2.2.3 Магнітоелектричні вольтметри..... 137
2.2.4 Магнітоелектричні гальванометри..... 139
2.2.5 Магнітоелектричні омметри..... 142
2.3 Електромагнітні прилади..... 145
2.3.1 Електромагнітний вимірювальний перетворювач..... 147
2.3.2 Електромагнітні амперметри і вольтметри..... 147
2.4 Електродинамічні прилади..... 150
2.4.1 Електродинамічний вимірювальний перетворювач..... 150
2.4.2 Амперметри, вольтметри і ватметри електродинамічної системи..... 152
2.4.3 Феродинамічний вимірювальний перетворювач..... 157
2.4.4 Електромеханічні частотоміри і фазометри..... 158
2.5 Електростатичні прилади..... 163
2.6 Вимірювальні трансформатори змінного струму і напруги..... 165
2.6.1 Вимірювальні трансформатори струму (ВТС)..... 167
2.6.2 Вимірювальні трансформатори напруги (ВТН)..... 170
2.7 Вимірювання потужності та електричної енергії..... 171
2.7.1 Вимірювання активної потужності в трифазних колах..... 172
2.7.2 Трифазні ватметри..... 177
2.7.3 Вимірювання реактивної потужності..... 178
2.7.4 Похибки вимірювання потужності, які вносяться вимірювальними трансформаторами..... 181
2.7.5 Вимірювання електричної енергії індукційним

лічильником ... 183
Розділ 3 ЕЛЕКТРОННІ АНАЛОГОВІ ПРИЛАДИ ... 189
3.1 Електронні вольтметри ... 189
3.1.1 Електронні вольтметри постійних напруг ... 189
3.1.2 Електронні вольтметри змінних напруг ... 191
3.1.3 Амплітудний (піковий) вольтметр ... 192
3.1.4 Вольтметр середніх квадратичних значень ... 194
3.1.5 Вольтметри середніх значень ... 197
3.2 Електронні частотоміри ... 200
3.2.1 Суть методу заряду і розряду конденсатора ... 200
3.2.2 Електронний конденсаторний частотомір ... 201
3.3 Електронні фазометри ... 202
3.3.1 Електронний фазометр часового перетворення ... 202
3.4 Мостові засоби вимірювань ... 205
3.4.1 Міст Уітстона. Загальна теорія мостових схем ... 205
3.4.2 Вимірювальні мости постійного струму ... 207
3.4.3 Вимірювальні мости змінного струму ... 211
3.4.4 Автоматичний міст постійного струму ... 216
3.5 Компенсаційні засоби вимірювань ... 218
3.5.1 Компенсатори постійного струму ... 218
3.5.2 Компенсатори змінного струму ... 222
3.6 Вимірювання електричної енергії електронними лічильниками ... 223
3.7 Електронний осцилограф ... 224
3.8 Світлопроменевий осцилограф ... 227
Розділ 4 ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ ... 230
4.1 Квантування і дискретизація. Похибки цифрових вимірювальних приладів ... 230
4.2 Класифікація цифрових вимірювальних приладів ... 232
4.3 Цифрові частотоміри ... 233
4.3.1 Цифровий частотомір середніх значень ... 234
4.3.2 Цифровий періодомір (частотомір миттєвих значень) ... 238
4.4 Цифрові фазометри ... 242
4.4.1 Цифровий фазометр миттєвих значень ... 243
4.4.2 Цифровий фазометр середніх значень ... 245
4.5 Цифровий вимірювач параметрів електричного кола ... 249
4.6 Цифрові вольтметри ... 255
4.6.1 Цифровий вольтметр часоімпульсного перетворення ... 256
4.6.2 Цифровий вольтметр послідовного наближення ... 259
4.6.3 Цифровий вольтметр слідкувального зрівноваження ... 263

4.6.4	Цифровий вольтметр порозрядного зрівноваження	266
4.7	Аналого-цифрові перетворювачі	273
4.7.1	АЦП двотактного інтегрування	273
4.7.2	Сигма-дельта АЦП	276
4.7.3	Параметри АЦП	280
4.7.4	Алгоритм взаємодії АЦП і числового перетворювача	284
Розділ 5	ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН	288
5.1	Вимірювальні перетворювачі магнітних величин	288
5.2	Вимірювання характеристик постійних магнітних полів	292
5.3	Вимірювання різниці магнітних потенціалів	294
5.4	Вимірювання характеристик постійних магнітних полів веберметром	296
5.5	Випробування феромагнітних матеріалів	299
5.5.1	Визначення статичних магнітних характеристик	299
5.5.2	Визначення динамічних магнітних характеристик	301
5.6	Сенсори струму і напруги на основі ефекту Холла	306
5.6.1	Сенсори струму компенсаційного типу	308
5.6.2	Методика розрахунку параметрів сенсора струму	310
5.6.3	Сенсори напруги компенсаційного типу	311
Розділ 6	ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН	314
6.1	Особливості вимірювання неелектричних величин	314
6.2	Узагальнена структурна схема	315
6.3	Параметричні вимірювальні перетворювачі	317
6.3.1	Резистивні перетворювачі	317
6.3.2	Ємнісні перетворювачі	326
6.3.3	Індуктивні перетворювачі	332
6.4	Генераторні вимірювальні перетворювачі	334
6.4.1	Індукційні перетворювачі	334
6.4.2	П'єзоелектричні перетворювачі	335
6.4.3	Електретні перетворювачі	336
6.4.4	Термоелектричні перетворювачі	337
6.4.5	Фотоелектричні перетворювачі	340
6.5	Принцип дії перетворювачів кутових переміщень	341
Розділ 7	МІКРОПРОЦЕСОРНІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ	346
7.1	Функції, що виконуються мікропроцесорами у вимірювальних системах	349
7.2	Архітектура мікропроцесорної системи	354
7.3	Покращення метрологічних характеристик	356

7.4	Процесорні похибки вимірювань	359
7.5	Характеристика мікроконтролерів фірми ATMEL	361
7.6	Мікропроцесорний частотомір	364
7.7	Мікропроцесорний фазометр	369
7.8	Мікропроцесорний вимірювач струму та напруги	372
7.9	Вимірювальний канал потужності	376
7.10	Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості	380
7.11	Мікропроцесорний вимірювач ковзання	384
7.12	Мікропроцесорний вимірювач моменту інерції і динамічного моменту	386
7.13	Мікропроцесорний вимірювач кутового положення	390
7.14	Вимірювання температури	394
7.14.1	Особливості вимірювання температури	396
7.14.2	Мікропроцесорний засіб вимірювання температури	397
7.15	Вимірювання вібрацій	400
Розділ 8	ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ	404
8.1	Загальна характеристика ІВС	404
8.1.1	Вимірювальний канал	405
8.2	Вимірювальна система	408
8.2.1	Різновиди вимірювальних систем	409
8.3	Стандартні інтерфейси	412
8.3.1	Послідовний (каскадний) системний інтерфейс (СІ-К)	412
8.3.2	Радіальний системний інтерфейс	413
8.3.3	Магістральний системний інтерфейс	414
8.4	Передавання даних в системах	415
8.5	Інтерфейс загального користування	418
8.6	Стандартні інтерфейси, що використовуються у сучасній вимірювальній техніці	422
8.6.1	Системні шини для підключення інтерфейсних периферійних пристроїв	423
8.6.2	Стандартний інтерфейс паралельного передавання даних	429
8.6.3	Стандартний інтерфейс послідовного передавання даних (RS-232, RS-422, RS-423, RS-449)	432
8.6.4	Приладова шина USB	435
8.6.5	Інтерфейси мережі	439
8.7	Системи автоматизованого контролю	443
8.7.1	Основи теорії технічного контролю	444
8.7.2	Структура систем контролю	449

8.7.3	Інформаційна модель процесу контролю	451
8.7.4	Показники якості об'єктів контролю	453
8.7.5	Основні принципи систем контролю	455
8.7.6	Визначення достовірності контролю	455
8.7.7	Визначення методичної складової достовірності контролю	457
8.7.8	Визначення інструментальної складової достовірності однопараметричного контролю	458
8.7.9	Визначення інструментальної складової достовірності багатопараметричного контролю	462
8.7.10	Вплив кількості контрольованих параметрів на інструментальну складову достовірності контролю	465
8.8	Приклади систем моніторингу, автоматизованого контролю і технічної діагностики	466
8.8.1	Приклад автоматизованої системи обліку електричної енергії	467
8.8.2	Приклад системи моніторингу вібрацій гідроагрегатів	473
8.8.3	Приклад системи автоматизованого контролю температури обмоток збудження гідрогенераторів	479
8.9	Системи технічної діагностики	484
8.9.1	Методи тестового та функціонального діагностування	485
8.9.2	Критерії та методи розробки алгоритмів діагностування	487
8.9.3	Інформаційний критерій пошуку 1-го несправного елемента	489
8.9.4	Організація процесів контролю і діагностування	491
8.9.5	Приклад системи технічної діагностики асинхронних машин	491
	ЛІТЕРАТУРА	499
	Додаток А	507
	Додаток Б	509
	Додаток В	510
	Додаток Г	511
	ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК	512

Світлій пам'яті нашого друга і наукового керівника Володимира Олександровича Поджаренка присвячується

ВСТУП

Підручник написано відповідно до навчальних програм дисциплін «Основи метрології та електровимірювальна техніка», «Основи метрології та електричних вимірювань», «Основи метрології та техніка електричних вимірювань», «Інформаційно-вимірювальні системи в електромеханіці», «Контрольно-вимірювальні системи в електроенергетиці», що їх вивчають студенти електромеханічних та електроенергетичних спеціальностей.

В підручнику розглядаються основи метрології, основи теорії електричних вимірювань, принципи побудови електромеханічних, електронних, цифрових, мікропроцесорних засобів і сучасних методів вимірювання електричних, магнітних та неелектричних величин. Прийнята структура і викладення матеріалу посібника відповідає меті і задачам цих дисциплін. Рівень викладеного матеріалу потребує попередніх знань студентами вищої математики, фізики та основ електротехніки в обсязі навчальних програм даних дисциплін.

Прискорений темп розвитку науки про вимірювання та вимірювальну техніку в останні десятиріччя зумовив появу нових термінів та понять, а також нових підходів до принципів побудови засобів вимірювання та контролю. Викладене нижче дозволяє зрозуміти подальший розвиток метрології – науки про вимірювання.

Частина розділів 1 та 8 написані д. т. н., професором Є. Т. Володарським, де розглядаються сучасні тенденції невизначеності вимірювань та методики її оцінювання, сучасні підходи до побудови та застосування ІВС в електроенергетиці та електромеханіці. Розділи 1 – 6 написані д. т. н., професором В. В. Кухарчуком, в них розглядаються основні поняття метрології, принципи побудови аналогових та цифрових вимірювальних приладів, генераторні і параметричні вимірювальні перетворювачі неелектричних величин, теорія побудови електромеханічних вимірювальних перетворювачів та засобів вимірювання електричних і магнітних величин. Розділи 7, 8 написано д. т. н., професором В. Ю. Кучеруком, в яких даються основи побудови мікропроцесорних вимірювальних систем, вимірювальних каналів електричних та неелектричних величин з мікропроцесорним керуванням, основні принципи побудови вимірювальних систем, систем технічного контролю та діагностики. Частину розділу 8, в якій розглядаються методи побудови систем технічного діагностування, написано д. т. н., професором В. В. Грабком.

Розділ 1 ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

***Метрологією* (від грецьких *метрон* – міра і *логос* – учення) називають науку про вимірювання, методи й засоби забезпечення їх єдності та способи досягнення необхідної точності.**

Метрологія відрізняється від інших природничих наук тим, що її фундаментальні положення приймаються за угодами, а не диктуються об'єктивними закономірностями. Це підкреслює наявність так званої *законодавчої метрології* – частини метрології, що містить положення, правила, вимоги та норми, які регламентуються і контролюються державою для забезпечення єдності вимірювань.

Метрологія є *теоретичною основою* вимірювальної техніки, одного з основних факторів технічного прогресу в усіх галузях діяльності людини. Розвиток метрології полягає, в першу чергу, в удосконаленні теоретичних основ вимірювань, узагальненні практичного досвіду в галузі вимірювань і формуванні подальшого розвитку вимірювальної техніки.

Нормативною основою метрології є державні стандарти та інші документи державної системи забезпечення єдності вимірювань (ДСВ), відповідні нормативні документи Держстандарту України, методичні вказівки та рекомендації.

Організаційною основою метрології є метрологічна служба України.

Технічною основою метрології є: система державних еталонів одиниць фізичних величин, яка забезпечує їх відтворення з найвищою точністю; система робочих еталонів і зразкових засобів вимірювань, за допомогою яких здійснюється передача розмірів одиниць фізичних величин робочим засобам вимірювань; система стандартних зразків складу та властивостей речовин і матеріалів, що забезпечує відтворення одиниць фізичних величин, які характеризують склад і властивості речовин і матеріалів; система робочих засобів вимірювальної техніки, які використовуються під час розроблення, виробництва, випробувань і експлуатації продукції, наукових досліджень та інших видів діяльності.

Предметом метрології є отримання кількісної і якісної інформації про властивості об'єктів і процесів, встановлення й застосування наукових і організаційних основ, технічних засобів, правил і норм, необхідних для досягнення єдності і необхідної точності.

Методи метрології – це сукупність фізичних і математичних методів, що використовуються для отримання вимірювальної інформації. До них належать: методи вимірювання, відтворення величин заданого розміру, порівняння величин, вимірювальне перетворення, обробка ре-

зультатів спостережень, планування вимірювального експерименту.

Засоби метрології – різноманітні засоби вимірювань і контролю, які вдосконалюються й розвиваються на основі об'єктивних законів.

Таким чином, засоби метрології включають: сукупність засобів вимірювання й контролю; систему державних еталонів одиниць фізичних величин; систему передачі розмірів одиниць фізичних величин від еталонів усім засобам вимірювання за допомогою зразкових засобів перевірки; систему обов'язкової державної і відомчої повірки або метрологічної атестації засобів вимірювання; систему стандартних зразків складу і властивостей речовин, матеріалів.

Напрямки метрології. Розвиваючись швидкими темпами, метрологія ділиться на ряд самостійних розділів: теорія вимірювань; теорія похибок; інформаційна теорія вимірювань; теорія інформаційно-вимірювальних систем; статистичні вимірювання; вимірювання електричних величин; вимірювання магнітних величин; вимірювання неелектричних величин.

Вимірювальна техніка є одним із головних факторів технічного прогресу, і її рівень значною мірою визначає загальний рівень розвитку науки і техніки. Особлива роль належить електровимірювальній техніці, яка дозволяє використовувати новітні досягнення електротехніки, електроніки, обчислювальної техніки і автоматики для вирішення складних науково-технічних завдань.

Методи вимірювання електричних величин застосовуються також для вимірювання неелектричних і магнітних величин. Засоби вимірювання електричних величин застосовуються не тільки для отримання вимірювальної інформації, але і для здійснення контролю за станом параметрів різноманітних матеріальних об'єктів.

Однією з найважливіших характеристик вимірювань є точність, яка характеризує міру відповідності наукового знання про досліджувані об'єкти теорії, сформульованого з використанням кількісних відношень, що отримані в процесі вимірювального експерименту. Тому точність на кожному етапі розвитку науки і техніки є кінцевою.

Єдність вимірювань – це стан вимірювань, за яким їх результати подаються в узаконених одиницях, а похибки вимірювань відомі із заданою ймовірністю.

Прагнучи до пізнання світу та підвищення продуктивності праці, людина в процесі накопичення знань та досвіду розробляє методи пізнання – найбільш ефективні засоби одержання нових знань.

Вимірювальна інформація – одна із складових частин пізнання людиною матеріального світу за допомогою експериментальних методів пізнання. Експериментальна інформація безперервно вдосконалюється у

процесі покращення вимірювального експерименту. При цьому відбуваються постійне уточнення вимірювальної інформації, вивільнення її від супутніх похибок і наближення до абсолютної істини. В результаті аналізування отриманої вимірювальної інформації людина пізнає навколишнє середовище.

Методи експериментальної інформатики

До методів експериментальної інформатики відносять: сприйняття, порівняння, відтворення, спостереження, лічбу, контроль, вимірювання, розпізнавання образів, діагностику, ідентифікацію, випробування, експериментальні дослідження.

Сприйняття **є відображення найпростіших характеристик довколишнього середовища органами почуттів людини або спеціальними технічними засобами (сенсорами, індикаторами) – сигналами, зручними для подальшого використання.**

Порівняння **– відображення подібності чи відмінності об'єктів логічним висновком.**

Загальновідомою є теза «Все пізнається в порівнянні». І справді, методом установлюється насамперед те, що є спільним для ряду об'єктів та явищ і що надалі доцільно зробити предметом більш детального вивчення.

Відомо, що більшість матеріальних об'єктів виявляють себе одночасно у двох відношеннях, а саме еквівалентності і порядку. Відповідно, і порівняння об'єктів здійснюється за еквівалентністю та за інтенсивністю, тобто за розміром.

Відтворення **у метрології є створення матеріальних об'єктів, що характеризуються фізичною величиною наперед заданого значення за допомогою спеціального технічного засобу, який називають мірою.**

Відтворення матеріальних об'єктів із заданими довжиною, площею, об'ємом з'явилось задовго до вимірювань. Давньогрецька математика й геометрія ґрунтувались, як відомо, на цілих числах і звичайних дробах, а також сумірних відрізках, площах та об'ємах. Сумірним відрізком був відрізок, кратний меншому відрізкові – мірі. Операції «відмірювання», «відважування», тобто відтворення матеріальних об'єктів, що характеризуються фізичними величинами заданих розмірів, ще у глибокій давнині були найважливішими технологічними операціями у будівництві, торгівлі, землевпорядкуванні. У давній приказці «сім раз відмір та один раз відріж» йдеться про вимірювання, тобто відтворення фізичного об'єкта із заданим розміром конкретної властивості.

Спостереження **– відображення властивості, залежності, стану або ситуації словесним чи графічним описом.**

Спостереження є таким методом пізнання, який здійснюється за допомогою як органів почуття людини, так і спеціальних технічних за-

собів. Спостереження – складова частина всіх експериментальних методів пізнання. Як метод пізнання спостереження має задовольняти такі основні вимоги: планомірність, цілеспрямованість й систематичність.

***Лічба* – відображення кількісної властивості певної сукупності матеріальних якісно однорідних предметів числом.**

Для здійснення лічби необхідно розрізняти кожен об'єкт із сукупності об'єктів. Лічба ґрунтується на понятті одиниці. У V ст. до нашої ери Евдокс (древньоримський математик та астроном) писав: «Одиниця – це те, згідно з чим кожна окрема річ зветься однією. Число – це множина, складена з одиниць».

Вимірювання – відображення вимірюваних величин їхніми значеннями шляхом експерименту та обчислень за допомогою спеціальних технічних засобів.

Вимірювання є комплексною інформаційною процедурою, що ґрунтується на використанні щонайменше двох методів пізнання: відтворення і порівняння.

Контроль – відображення відповідності між станом об'єкта і заданою нормою відповідним висновком (придатний, непридатний).

Підлягає контролю головним чином стан предметів виробництва та навколишнього середовища. В техніці переважає контроль фізичних величин та параметрів процесів. Контроль параметрів – відображення співвідношення між контрольованим параметром та нормою.

Ідентифікація – відображення залежності між величинами, що характеризують матеріальний об'єкт, математичною або логічною моделлю.

Ідентифікацію розпочинають із визначення типу моделі об'єкта, що відображає залежність між його параметрами, після чого визначають основні параметри моделі, ступінь, точність і вірогідність оцінки.

Діагностика – відображення загального стану об'єкта та причин цього стану діагнозом із зазначенням особливостей стану і локалізацією відхилень від норм.

***Розпізнавання об'єктів* – відображення даного об'єкта за сукупністю його властивостей одним із класів множини цих об'єктів.**

Розпізнавання об'єктів проводиться шляхом сприйняття їхніх характеристик, порівняння й аналізу на основі попередньої класифікації даної множини об'єктів.

***Випробування* – відображення стану досліджуваного об'єкта під час дії на нього сукупності регламентованих факторів сертифікатом.**

***Експериментальні дослідження* – відображення складного матеріального об'єкта або ситуації, що характеризується сукупністю взаємопов'язаних величин, системою відповідних моделей.**

Важливе місце серед експериментальних методів пізнання займають вимірювання, за допомогою яких отримують необхідну кількісну та якісну інформацію. Наявність вимірювальної інформації про об'єкт дос-

лідження дає можливість більш ефективно використовувати усі інші експериментальні методи пізнання – від спостереження до експериментального дослідження.

Контрольні питання

1. Розкрийте поняття «метрологія».
2. Наведіть п'ять основних напрямків метрології.
3. Що є предметом метрології ? Назвіть методи й засоби метрології.
4. Назвіть основні методи експериментальної інформатики.
5. Розкрийте поняття «вимірювання».
6. Розкрийте поняття «контроль».
7. Розкрийте поняття «діагностика».

1.1 Фізична величина – основне поняття метрології

Вихідним поняттям метрології є поняття про фізичну величину.

Фізична величина (ФВ) – це властивість, загальна в якісному відношенні у багатьох матеріальних об'єктів та індивідуальна в кількісному відношенні у кожного з них.

ФВ – властивість явища чи тіла, яка може бути розрізнена якісно і визначена кількісно.

Формалізованим відображенням якісних відмінностей вимірюваних величин є їх *розмірність*, а кількісною характеристикою – їхній *розмір*. Отримання достовірної кількісної експериментальної інформації про розмір ФВ – це основний зміст вимірювання.

Значення (фізичної) величини – відображення фізичної величини у вигляді числового значення величини з позначенням її одиниці

$$A = \{A\}[A],$$

де $\{A\}$ – числове значення ФВ, тобто число, що дорівнює відношенню розміру вимірюваної величини до розміру одиниці цієї ФВ чи кратної одиниці; $[A]$ – позначення номера одиниці.

Наприклад: значення електричної напруги **U = 220 В**, значення сили електричного струму **I = 10 А**.

Існують **системи ФВ**, тобто сукупності взаємопов'язаних ФВ, в яких декілька величин беруть за незалежні, а інші визначають як залежні від них. ФВ, що входить до системи величин і взята за незалежну від інших величин цієї системи, є **основною ФВ**, а ФВ, що входить до системи величин та визначається через основні величини цієї системи, є **похідною ФВ**.

***Розмірністю ФВ* є вираз, що відображає її зв'язок з основними величинами системи величин:**

основної ФВ – умовний символ ФВ у даній системі величин; *похі-*

дної ФВ – добуток розмірностей основних величин, піднесених до відповідних степенів.

Наприклад: розмірність швидкості **V** у системі величин **L** (довжина), **M** (маса), **T** (час) – $\mathbf{dim\ V = LT^{-1}}$.

Одиницею ФВ є величина певного розміру, прийнята за угодою для кількісного відображення однорідних із нею величин.

Основна одиниця – одиниця основної ФВ в певній системі величин.

Похідна одиниця – одиниця похідної ФВ в певній системі одиниць.

***Позасистемна одиниця ФВ* – одиниця величини, що не належить до даної системи одиниць.**

Наприклад: **електронвольт (eV)** – позасистемна одиниця енергії відносно системи SI; **доба, година, хвилина** – позасистемні одиниці часу відносно системи SI.

У країнах світу загальноприйнята Міжнародна система одиниць ФВ (Systeme Internationale d'unites, SI), яка була прийнята XI Генеральною конференцією з мір та ваги (Conference Generale des Poids et Mesures, CGPM, ГКМВ) в 1960 році і уточнювалася на XII-XX ГКМВ.

Система складається з *7 основних* і *2 додаткових одиниць*, а також *113 похідних одиниць*, в тому числі одиниць електричних і магнітних величин – 40.

Основні одиниці системи SI: **довжина** – *метр (м)*; **маса** – *кілограм (кг)*; **час** – *секунда (с)*; **сила електричного струму** – *ампер (А)*; **термодинамічна температура** – *кельвін (К)*; **сила світла** – *кандела (кд)*; **кількість речовини** – *моль (моль)*, а додаткові одиниці: **плоский кут** – *радіан (рад)*; **тілесний кут** – *стерадіан (ср)*.

Основна одиниця електрики і магнетизму – **ампер,** що дорівнює силі незмінного струму, який при проходженні по двох паралельних прямолінійних провідниках безмежної довжини і мізерно малого кругового перерізу, розташованих на відстані 1 м один від іншого у вакуумі, викликав би на кожній ділянці провідника довжиною 1 м силу взаємодії, що дорівнює $2 \cdot 10^{-7}$ Н.

18 похідних одиниць SI ГКМВ мають спеціальні назви і 16 одиниць, які мають назви за прізвищами учених, в тому числі: **ват** *(Вт, W)*, **вебер** *(Вб, Wb)*, **вольт** *(В, V)*, **генрі** *(Гн, H)*, **герц** *(Гц, Hz)*, **кулон** *(Кл, C)*, **ом** *(Ом, Ω)*, **сименс** *(См, S)*, **тесла** *(Тл, T)*, **фарад** *(Ф, F)*.

На практиці широко застосовуються кратні та частинні одиниці ФВ. **Кратна одиниця ФВ** – це одиниця величини, яка в ціле число разів більша за одиницю, від якої вона утворюється; **частинна одиниця** – одиниця, яка в ціле число разів менша за одиницю, від якої вона утворюється.

1.1.1 Систематизація фізичних величин

Розгляд фізичних величин в їх різних аспектах обмежимо лише тими ознаками, які викликають найбільший інтерес з точки зору отримання вимірювальної інформації (рис. 1.1).

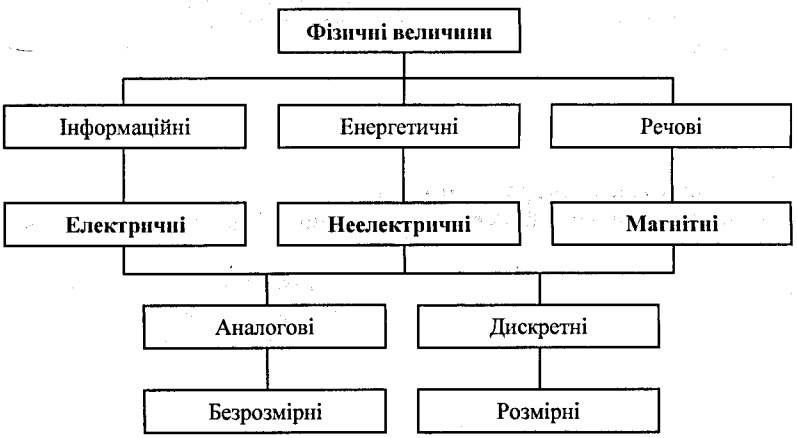


Рисунок 1.1

Основною ознакою систематизації є належність величин до однієї з трьох основних сторін явища – *речової, енергетичної* та *інформаційної.*

Вимірювання величин **речової** групи необхідне для вивчення фізичних і фізико-хімічних властивостей матеріалів, речовин і їх складу для управління технологічними процесами.

Вимірювання величин **енергетичної** групи необхідне для вивчення і управління процесами перетворення, передавання і використання енергії.

Величини **інформаційної** групи відображають динамічні та статичні характеристики процесів. Вимірювання даних величин необхідне для якісного і ефективного управління.

За родом величини всі фізичні величини поділяють на **електричні, неелектричні, магнітні**.

Відзначимо, що число електричних і магнітних ФВ, що підлягають вимірюванню, нині стабілізувалось і не перевищує 100. У той самий час число неелектричних ФВ, які вимірюються і які необхідно вимірювати, з кожним роком зростає і на початок XXI ст. перевищило 4000. Це свідчить про пріоритетний розвиток аналітичного приладобудування, засобів технологічного контролю, засобів вимірювань і контролю навколи-

шнього середовища, а також засобів контролю речовин, матеріалів і виробів.

За числом значень, яких може набути вимірювана величина на скінченному проміжку часу чи простору, ФВ поділяються на **неперервні** (аналогові) й **дискретні.**

Аналоговою називають фізичну величину, яка на кінцевому часовому інтервалі в заданому діапазоні набуває нескінченної кількості значень.

Квантованою називають фізичну величину, що поділена на рівні за розміром частини – кванти.

Розрізняють неперервну за значенням і в часі ФВ, квантовану за значенням і неперервну в часі ФВ, неперервну за значенням і дискретизовану у часі ФВ, квантовану за значенням і дискретизовану у часі ФВ.

За наявністю розмірності розрізняють **розмірні (абсолютні)** ФВ, **безрозмірні (відносні)** ФВ.

***Розмірна величина*, в розмірності якої розмірність хоча б однієї з основних величин піднесена до степеня, що не дорівнює нулю.**

***Безрозмірна величина*, в розмірності якої всі степені розмірностей основних величин дорівнюють нулю.**

Контрольні питання

1. В чому суть основного поняття метрології – фізичної величини? Наведіть систематизацію ФВ.
2. Які ФВ відносять до інформаційних, енергетичних, речових?
3. На які три великі класи поділяють ФВ за її родом?
4. Наведіть приклади аналогових і дискретних ФВ.

1.1.2 Основне рівняння вимірювання

Відмінність ФВ, визначена різними властивостями явищ, відображає лише одну їх сторону – якісну. А поняття ФВ містить й іншу сторону – кількісну, що є індивідуальною для кожного об'єкта і оцінюваною числовим значенням величини. Останнє дає можливість порівнювати фізичні величини і виконувати над ними математичні операції.

Вимірювання фізичних величин є одним з найважливіших експериментальних методів пізнання, що ґрунтується на принципі відображення, в якому чітко розрізняється предмет відображення, в даному випадку ФВ певного розміру, і результат відображення, тобто значення ФВ.

Основною операцією, що дозволяє отримати результат вимірювання, є операція порівняння вимірюваної величини X та величини, прийнятої за зразок [x]. Відома аксіома Евдокса-Архімеда: «Якщо на прямій

дано два відрізки $A < B$, то можна А повторити додатними стільки разів, щоб сума була більшою В»: $A + A + ... + A = A \cdot (N + 1) > B$.

Якщо $A \cdot N < B, B >> A$, то з цієї аксіоми отримуємо рівняння, що основане на припущенні рівності всіх відрізків А, які підсумовуються всередині відрізка В:

$$N = \frac{B}{A}.$$

Прийнявши $X = B$, а $A = [x]$, отримаємо

$$N = \frac{X}{[x]}.$$

Останнє співвідношення, подане у вигляді

$$X = N \cdot [x],$$

називають **основним рівнянням вимірювання**.

Таким чином, для реалізації вимірювання у найтривіальнішому випадку необхідно виконати дві операції: операцію відтворення зразкової величини [x]; операцію порівняння вимірюваної X і зразкової [x].

Кількісна оцінка вимірюваної величини має відповідати двом вимогам: внаслідок вимірювання потрібно отримати не просто число, а число іменоване, тобто в певних одиницях, загальноприйнятих для даної величини (наприклад, **I = 5 [A]**); результат вимірювання має містити оцінку точності отриманого значення вимірюваної величини (**I = 5 [A]±Δ**).

Характерною рисою вимірювання є також те, що цей процес обов'язково передбачає той чи інший, простий чи складний фізичний експеримент. Кількісну інформацію про величину не можна отримати тільки теоретичними розрахунками. Якщо значення величини отримують розрахунком, то використані в цих випадках розрахункові формули обов'язково повинні містити значення інших величин, що визначаються експериментально.

Контрольні питання

1. **Виведіть основне рівняння вимірювання.**
2. **Яка основна операція виконується під час вимірювання?**
3. **Без яких двох метрологічних операцій неможливе вимірювання?**
4. **Які дві вимоги висувають до результату вимірювання?**
5. **Що є характерною рисою вимірювання?**
6. **Аналізуючи аксіому Евдокса-Архімеда, поясніть механізм виникнення похибки вимірювання.**
7. **Яку сторону явища характеризують вимірювання: якісну чи кількісну?**
8. **Наведіть основне рівняння вимірювання для струму, напруги, частоти, потужності.**

1.2 Класифікація вимірювань

Найбільш поширеними характеристиками матеріальних об'єктів та процесів є величини і залежності між ними. Якраз про них створюється інформація за допомогою засобів вимірювання. Вимірювання є дуже різноманітними і кількість їх різновидів зростає. Свідченням цього є динамічні вимірювання та сумісні вимірювання величин.

Для класифікації вимірювань необхідно встановити їх найбільш суттєві ознаки (рис. 1.2).

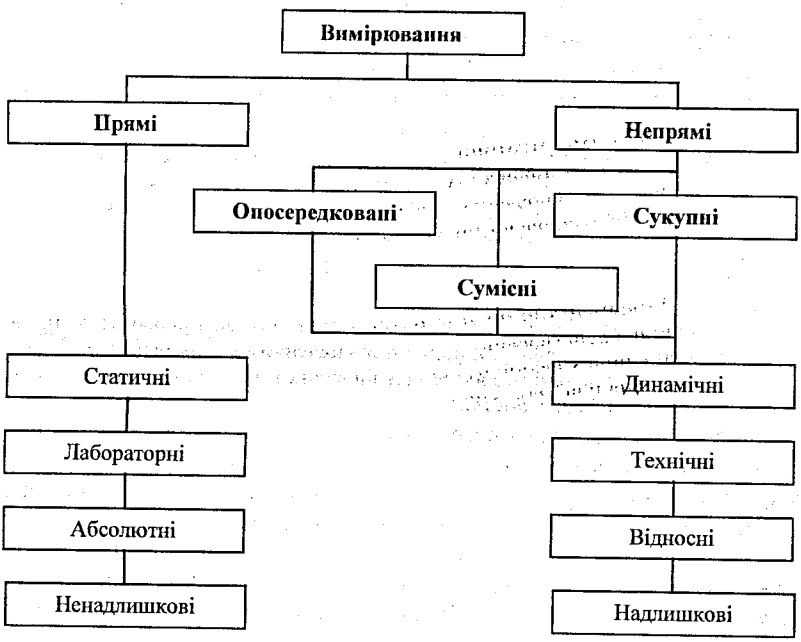


Рисунок 1.2

До найбільш суттєвих ознак різних вимірювань відносять:

– відсутність чи наявність в процедурі вимірювання перетворення роду вимірюваної величини та обчислення її значення за відомими залежностями;

– вид рівняння вимірювання;

– призначеність вимірювання для незмінних чи змінних в часі вимірюваних величин;

– особливості визначення похибок вимірювань;

– наявність чи відсутність розмірності у вимірюваної величини;

– співвідношення між кількістю вимірюваних величин та кількістю вимірювань.

За відсутністю чи наявністю в процедурі вимірювань перетворення роду вимірюваної ФВ та обчислення її значення за відомими залежностями вимірювання класифікують на прямі та непрямі.

Пряме вимірювання. Вимірювання однієї величини, значення якої знаходять безпосередньо без перетворення її роду та використання відомих залежностей.

Для реалізації прямих вимірювань фізичної величини X необхідно мати пристрій порівняння а також багатозначну міру з відповідним діапазоном зміни значень чи однозначну міру та масштабний вимірювальний перетворювач. При всіх інших однакових умовах прямим вимірюванням притаманні мінімальні похибки.

Непряме вимірювання. Вимірювання, у якому значення однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після перетворення роду величини чи обчислення за відомими залежностями їх від декількох величин аргументів, що вимірюються прямо.

Непрямі вимірювання поділяються на опосередковані, сумісні та сукупні.

Опосередковане вимірювання. Непряме вимірювання однієї величини з перетворенням її роду чи обчисленнями за результатами вимірювань інших величин, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональної залежністю.

Характерним для опосередкованих вимірювань є функціональне вимірювальне перетворення, яке здійснюється або шляхом фізичного вимірювального перетворення, або шляхом числового вимірювального перетворення. Наприклад, при опосередкованих вимірюваннях потужності постійного струму її визначають чи на основі прямих вимірювань струму та напруги за формулою $P = U \cdot I$, чи на основі фізичного вимірювального перетворення добутку $U \cdot I$ в іншу фізичну величину. При автоматичних опосередкованих вимірюваннях прямі вимірювання вхідних величин аргументів та числові вимірювальні перетворення результатів їхніх вимірювань із метою знаходження значення опосередковано виміряної величини здійснюються автоматично всередині засобу вимірювання.

Сукупне вимірювання. Непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, що пов'язують різні сполучення цих величин, які вимірюються прямо чи опосередковано.

Метою сукупних вимірювань є знаходження шляхом числових вимірювальних перетворень значень декількох ФВ за неможливості їх-

нього окремого прямого вимірювання. При цьому завдяки усередненню інколи досягається ще й зменшення випадкової похибки вимірювання.

Прикладом сукупних вимірювань може бути вимірювання опору кожного з двох резисторів $R1, R2$, з'єднаних послідовно та паралельно. В результаті прямого вимірювання омметром послідовно з'єднаних опорів маємо $R_{пос} = R1 + R2$, а сумарна провідність паралельно з'єднаних резисторів становить $1/R_{пар} = 1/R1 + 1/R2$. Із системи з двох рівнянь із двома невідомими обчислюємо шукані значення сукупно виміряних опорів $R1, R2$.

Сумісне вимірювання. Непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних різнорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо чи опосередковано.

Сумісні вимірювання є різновидом вимірювання залежностей.

За призначенням вимірювань для незмінних чи змінних у часі вимірюваних величин їх класифікують на статичні та динамічні вимірювання.

Статичне вимірювання. **Вимірювання величини, яку можна вважати незмінною за час вимірювання (коли похибкою, що виникає від її змінення, можна знехтувати).**

Динамічне вимірювання. **Вимірювання величини, що змінюється за час вимірювання.**

Вимірювання за ознакою особливостей визначення їх похибок класифікують на лабораторні та технічні.

Лабораторні вимірювання. **Вимірювання, за яких похибки кожного результату вимірювання оцінюють за даними, що одержані при цьому вимірюванні.**

Лабораторні вимірювання виконуються висококваліфікованими спеціалістами найчастіше універсальними зразковими засобами вимірювання в наукових дослідах, в метрологічних дослідженнях еталонів одиниць та при розробці і атестації методик виконання технічних вимірювань.

Технічні вимірювання. **Вимірювання, які виконуються в заданих умовах згідно з розробленою та рекомендованою раніше методикою, при цьому похибки кожного результату не оцінюють, але вони повинні бути нижче встановлених методикою значень.**

Технічні вимірювання – це вимірювання, які виконуються за атестованими методиками виконання вимірювань за допомогою серійних засобів вимірювань, що повинно забезпечувати заданий рівень похибок. Технічні вимірювання виконуються фахівцями, до обов'язків яких не входить аналіз похибок результатів вимірювання. Для забезпечення не-

обхідного рівня точності технічних вимірювань при їхньому виконанні користуються атестованими методиками виконання вимірювань, які розробляють висококваліфіковані спеціалісти – метрологи.

Вимірювання ФВ за наявності або відсутності розмірності у вимірюваних величин поділяють на вимірювання розмірних величин **(абсолютні)** та вимірювання безрозмірних величин **(відносні)**.

Відносне вимірювання. **Вимірювання відношення величини до іншої однорідної величини.**

Вимірювання ФВ за співвідношенням між кількістю виміряних величин та кількістю вимірювань поділяють на **ненадлишкові** одноразові та **надлишкові**, які виконуються або одноканально багаторазово, або багатоканально одноразово, зокрема, із метою зниження рівня випадкових похибок шляхом усереднення.

1.2.1 Значущість вимірювань

Розглянемо коротко головні аспекти значущості вимірювань.

Значущість вимірювань у **філософському** аспекті визначається передусім тим, що вимірювання є універсальним і разом із лічбою найбільш точним методом пізнання фізичних явищ і процесів. Тому метрологія як наука про вимірювання займає особливе місце серед інших наук, обслуговує кожну з них та тісно переплітається з ними.

Значущість вимірювань **у науці** визначається тим, що за допомогою вимірювань, передусім у фізичних науках, здійснюється зв'язок науки і практики. Саме тому фізики часто відносять метрологію до експериментальної фізики. Однак якщо вважати, що в основі як математики, так і метрології лежить аксіома Евдокса-Архімеда про несумірні відрізки і натуральний ряд чисел, а також врахувати відоме визначення математики як науки про числа і простір, то можна стверджувати, що метрологія, яка методологічно об'єднує неперервні фізичні величини, в тому числі і просторові з числами, є фізико-математичною наукою.

Значущість вимірювання в **технічному** аспекті визначається тим, що вимірювання забезпечують створення кількісної вимірювальної інформації про об'єкт, без якої неможливе точне відтворення всіх заданих умов технологічного процесу, необхідних для одержання високої якості виробів.

1.2.2 Алгоритм виконання вимірювальної процедури

В умовах науково-технічної революції інформація є одним із національних ресурсів. Суттєву частину інформації складає вимірювана інформація. Закономірно говорити про індустрію вимірювань, на вико-

нання і обробку яких витрачається чимало коштів. Однак часті випадки, коли великі масиви вимірюваної інформації залишаються необробленими, що призводить до малоефективного використання коштів.

З огляду на сказане особливої важливості набуває проблема правильного вибору оптимальної стратегії виконання вимірювань. При цьому можна виходити з різних критеріїв оптимальності, серед яких відзначимо:

* зменшення сумарних затрат на розв'язання завдання в цілому;
* зменшення часу виконання вимірювань й обробки результатів;
* досягнення максимальної точності і надійності кінцевих результатів.

З цього випливає, що у процесі вимірювання зустрічаються завдання різного характеру і складності. Проте підхід до їхнього вирішення має багато спільного і може бути зведений до певного алгоритму виконання вимірювань (рис. 1.3).

Для здійснення будь-якого вимірювання необхідно вирішити такі основні проблеми.

Постановка вимірювального завдання. Розв'язуючи цю проблему, перш за все визначають рід вимірюваної величини, діапазон, в якому вона може змінюватись. На цьому ж етапі обґрунтовується точність кінцевого результату. Правильність формулювання поставленого завдання визначає в кінцевому підсумку якість вимірювань і економічні витрати на їх виконання.

Вибір методу вимірювання. Здійснюється аналізом методичних похибок $\Delta_м$ існуючих методів вимірювання. Якщо вибрано метод вимірювання, похибка якого $\Delta_м$ буде меншою за деяку припустиму похибку $\Delta_{м.прип}$, то переходять до розв'язання наступної проблеми.

Синтез вимірювальної структури (кола). Один і той самий метод вимірювання може бути реалізований різними способами. Тому дуже важливо правильно вибрати вимірювальну схему і конкретно реалізувати її. В цьому випадку розглядають питання раціональної реалізації засобів вимірювання з точки зору забезпечення необхідних метрологічних характеристик (похибка засобів вимірювання $\Delta_{зв}$; $\Delta_{зв.прип}$), габаритів, маси тощо.

Правильне розв'язання цих проблем дозволяє розпочати вимірювальний експеримент. Проте вимірювання на цьому не закінчуються. Для їх повного завершення необхідно розв'язати ще одне завдання.

Обробка результатів вимірювання. Для широкого класу експериментальних досліджень можна виділити такі етапи обробки результатів вимірювань.

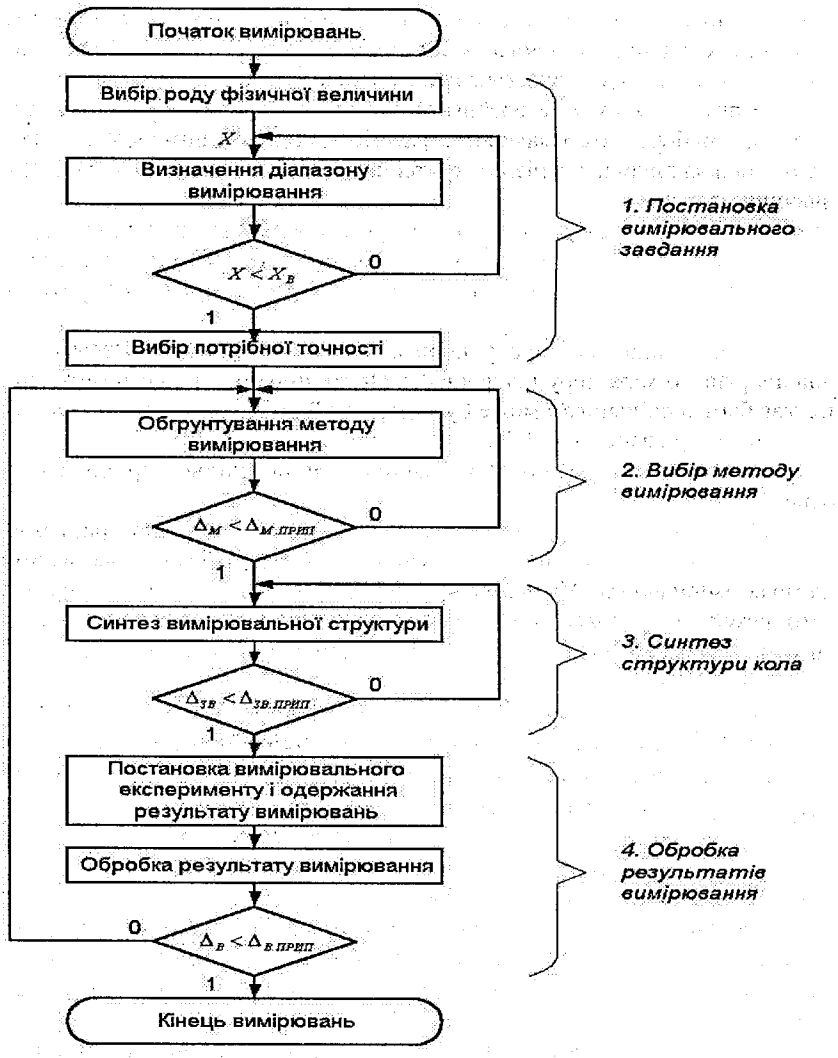


Рисунок 1.3

Перший етап. Зчитування (зняття) інформації, перетворення її в цифровий код і запис в запам'ятовувальний пристрій мікропроцесора.

Другий етап. Статистична обробка результатів спостереження з оцінкою ступеня довіри

Третій етап. Інтерпретація результатів, одержаних на другому етапі обробки. Вона містить, як правило, оцінку шуканих характеристик явища чи об'єкта, що вивчається.

1.2.3 Основні компоненти вимірювального експерименту

Реальний вимірювальний експеримент – це складний процес, в якому взаємодіє ряд компонентів. В основу аналізу основних компонентів вимірювального експерименту покладено узагальнену схему, подану на рис. 1.4.

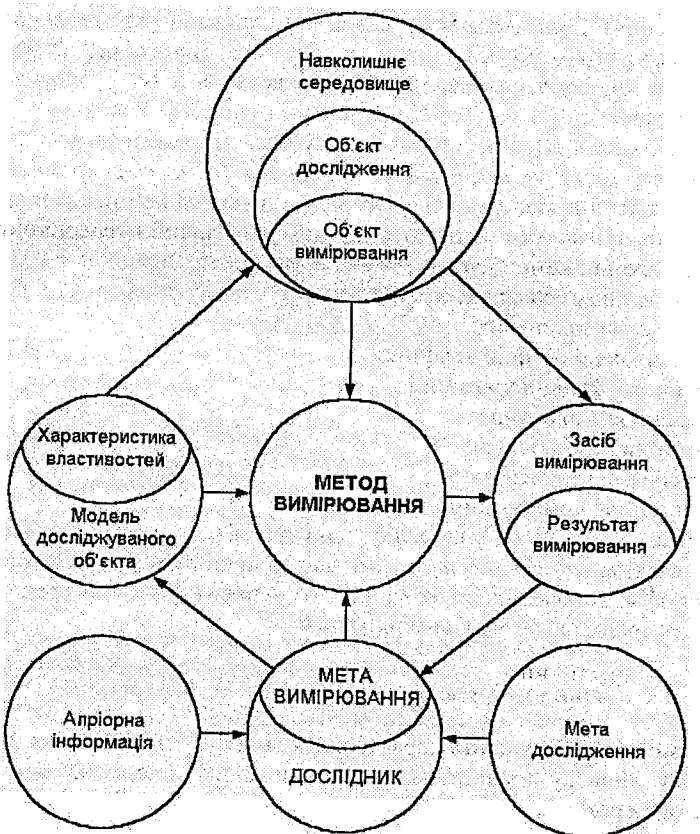


Рисунок 1.4

Перш за все відзначимо, що вимірювальний експеримент завжди ставиться в рамках певного завдання. Ця обставина відображена наявністю апріорної інформації про об'єкт дослідження і впливні величини.

Введення в схему суб'єкта відбиває реальну практику виконання вимірювань і забезпечує їх цілеспрямованість. Зауважимо, що якість експерименту залежить також і від рівня професійної підготовки оператора і його психофізичних якостей.

Керуючись аналізом наявної апріорної інформації і враховуючи мету дослідження, вибирають параметр, який підлягає вимірюванню, і формують мету вимірювання.

Вибір параметра моделі відповідає виявленню в об'єкті вимірювання певної властивості об'єкта дослідження (постановка вимірювального завдання). Далі вибирають метод вимірювання (чи створюють новий) з урахуванням моделі об'єкта дослідження. Відповідно до мети вимірювання виконується апаратурна реалізація методу – вибір засобів вимірювання.

Результат вимірювання, що трактується як оцінка параметрів моделі об'єкта дослідження, загалом використовується для прийняття рішення і уточнення моделі а також мети дослідження і вимірювання.

Отже, можна стверджувати, що вимірювальний експеримент містить такі основні компоненти:

* суб'єкт вимірювання;
* об'єкт вимірювання;
* вимірювані фізичні величини;
* одиниці фізичних величин;
* умови вимірювання;
* методи вимірювання;
* засоби вимірювання;
* результат вимірювання.

Розглянемо детальніше найбільш суттєві компоненти вимірювального експерименту. В зв'язку з тим, що фізичні величини і їх одиниці розглянуті в попередніх підрозділах, то основну увагу зосередимо на умовах, засобах та методах вимірювання.

1.2.4 Умови вимірювання

Умови вимірювання характеризуються сукупністю таких ФВ, які в даному випадку не підлягають вимірюванню, але можуть суттєво впливати на результат.

До умов вимірювання можна віднести, наприклад, температуру навколишнього середовища, вологість, напругу живлення, електричні і магнітні завади та інші величини, які є *впливними*.

Впливна величина. **Фізична величина, що впливає на результат вимірювання, але не є вимірюваною величиною.**

Засоби вимірювання можуть експлуатуватися в нормальних і робочих умовах.

Нормальні умови **застосування засобів вимірювальної техніки, за яких впливні величини мають нормальні значення чи знаходяться в границях (межах) нормального інтервалу значень.**

Нормальне значення [нормальний інтервал значень] впливної величини – це значення [інтервал значень] впливної величини, для якого (в межах якого) нормується основна похибка засобів вимірювальної техніки.

Робочі умови **застосування засобів вимірювальної техніки, за яких значення впливних величин знаходяться в границях (межах) робочої зони.**

Робоча зона значень впливної величини – це зона, що встановлюється для засобів вимірювальної техніки, в межах якої за необхідності нормуються додаткові похибки цих засобів.

Функція впливних величин враховує приріст метрологічних характеристик елементів вимірювального експерименту, який вони одержали при зміні умов експлуатації від нормальних до робочих, тобто умов, за яких ще можна виконувати вимірювальний експеримент.

Контрольні питання

1. **Наведіть класифікацію вимірювань і на конкретних прикладах поясніть їх суть.**
2. **Дайте поняття прямих і непрямих вимірювань.**
3. **На які три класи поділяють непрямі вимірювання.**
4. **Які вимірювання називають опосередкованими? Наведіть приклади.**
5. **В чому сутність сукупних вимірювань? Наведіть приклади.**
6. **Що є результатом сумісних вимірювань?**
7. **Які вимірювання відносять до статичних, а які до динамічних?**
8. **Які є відмінності між лабораторними і технічними вимірюваннями?**
9. **Сформулюйте три найбільш важливі аспекти вимірювань.**
10. **Подайте алгоритм виконання вимірювальної процедури.**
11. **Назвіть основні компоненти вимірювального експерименту.**
12. **Які фізичні величини відносять до впливних?**
13. **Як проявляється вплив навколишнього середовища на результат вимірювання?**
14. **В яких умовах можуть експлуатуватися засоби вимірювань? Які умови відносять до робочих, а які до нормальних?**

1.3 Засоби вимірювальної техніки

Засіб вимірювальної техніки. Технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має нормовані метрологічні характеристики.

До засобів вимірювальної техніки відносять **засоби вимірювань** і **вимірювальні пристрої** (рис. 1.5).

Засіб вимірювання. Засіб вимірювальної техніки, який реалізує процедуру вимірювань.

До засобів вимірювань відносять: вимірювальні прилади; аналогові вимірювальні прилади; цифрові вимірювальні прилади; реєструвальні засоби вимірювань; аналого-цифрові перетворювачі; вимірювальні канали; вимірювальні системи; вимірювальні інформаційні системи.

Вимірювальний пристрій. Засіб вимірювальної техніки, в якому виконується лише одна зі складових частин процедури вимірювань (вимірювальна операція).

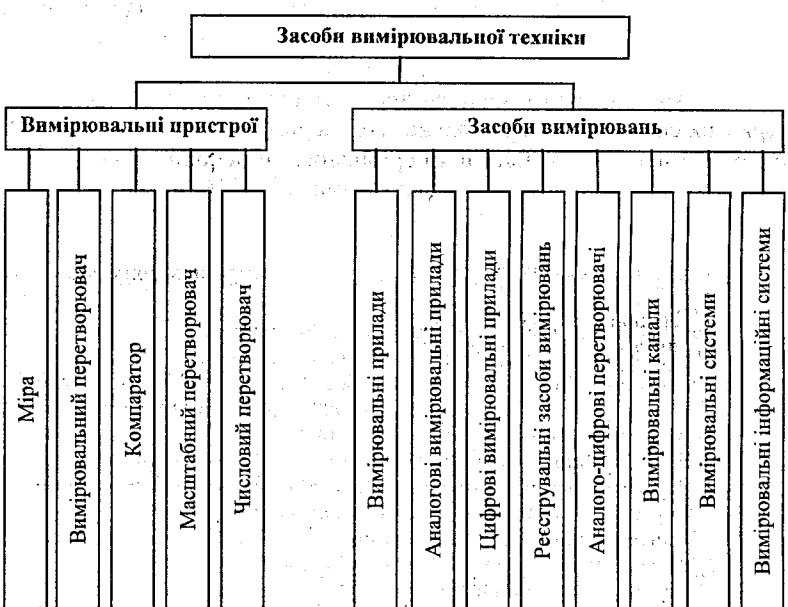


Рисунок 1.5

Виділяють такі вимірювальні пристрої: міра; вимірювальний перетворювач; масштабний перетворювач; компаратор; числовий вимірювальний перетворювач (обчислювальний компонент).

1.3.1 Вимірювальні пристрої

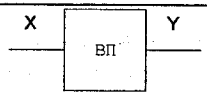
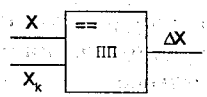
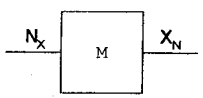
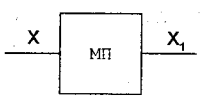
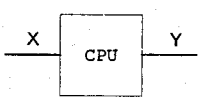
Диференціація вимірювань на окремі вимірювальні операції і детальний розгляд особливостей засобів вимірювальних операцій відкриває можливість аналізу і синтезу методів вимірювання в тісному зв'язку зі структурами засобів вимірювань (табл. 1.1).

Відтворення фізичних величин. Міра.

Відтворення фізичної величини – вимірювальна операція, що полягає у створенні та (чи) зберіганні фізичної величини заданого значення.

Відтворення (рис. 1.6) є найважливішою операцією вимірювання, тому що в основному визначає ступінь його досконалості, тобто точність. Засіб відтворення фізичної величини в метрології називають мірою.

Таблиця 1.1 – Вимірювальні пристрої

Вимірювальні операції	Вимірювальні пристрої	Умовні позначення	Рівняння перетворення
Вимірювальне перетворення	**Вимірювальний перетворювач**		$Y = K_{ВП} \cdot X$
Порівняння	**Пристрій порівняння (компаратор)**		$\Delta X = \text{sign}(X_1 - X_2)$
Відтворення фізичних величин	**Міра**		$X_N = N_x \cdot Q_x$
Масштабне перетворення	**Масштабний перетворювач**		$X_1 = K_{МП} \cdot X$
Числове вимірювальне перетворення	**Числовий перетворювач**		$Y = f(X)$

Міра – вимірювальний пристрій, що реалізує відтворення та (або) зберігання фізичної величини заданого розміру.

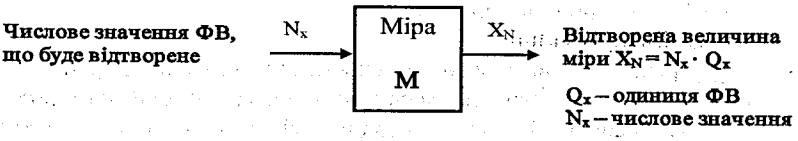


Рисунок 1.6

За кількістю вихідних каналів міри поділяються на одно- та багатоканальні, а за регульованістю вихідної величини на регульовані та нерегульовані.

Тому будемо розрізняти:

1. Одноканальну нерегульовану однозначну міру, що відтворює величину одного сталого заданого значення. Наприклад, елемент Вестона, конденсатор постійної ємності, котушка індуктивності та ін. Її рівняння перетворення

$$X_N = N_x \cdot Q_x = \text{const} \begin{vmatrix} N_x = \text{const} \\ Q_x = \text{const}, \end{vmatrix} \qquad (1.1)$$

де X_N – вихідна величина міри; N_X – числове значення ФВ, що буде відтворена; Q_X – одиниця фізичної величини;

2. Одноканальну регульовану багатозначну міру, що відтворює у даний момент часу величину одного значення. У цій мірі здійснюється часове розподілення вихідних величин міри, зміна якої може бути як детермінованою, так і випадковою з відомим розподілом. Її рівняння перетворення

$$X_N = N_X \cdot Q_X = \text{var} \begin{vmatrix} N_X(t) = \text{var} \\ Q_X = \text{const} \end{vmatrix}. \qquad (1.2)$$

Досить поширеним прикладом кодокерованих одноканальних регульованих мір є цифроаналоговий перетворювач код-напруга (ЦАП);

3. Багатоканальну нерегульовану багатозначну міру, що відтворює одночасно декілька однорідних величин із заданими, сталими значеннями.

Наприклад, подільник напруги з багатьма нерухомими відводами, який живиться від джерела постійного струму. В цій мірі здійснюється «просторове розподілення» вихідних величин, а її рівняння перетворення має вигляд

$$X_{Ni} = N_{xi} \cdot Q_x = \text{var} \begin{vmatrix} N_{xi} = \text{var} \\ Q_x = \text{const}; \end{vmatrix} \qquad (1.3)$$

4. Багатоканальну кодокеровану регульовану багатозначну міру, що відтворює одночасно декілька однорідних величин, розміри яких

можуть змінюватися. В цій мірі здійснюється і «просторовий», і «часовий» розподіл. Її рівняння перетворення

$$X_{Ni}(t)=N_i \cdot K(t) \cdot Q_X \quad \begin{vmatrix} N_{xi} = \text{var} \\ K_i(t) = \text{var} \\ Q_X = \text{const} \end{vmatrix} \quad (1.4)$$

Досконаліть міри визначається сталістю розміру кожного ступеня міри і її багатозначністю, тобто номінальним числом значень відтворюваної вихідної величини. В реальних мірах нестабільність Q_X спричиняє похибки. З найвищою точністю відтворюються основні фізичні величини – довжина, маса, час, частота, напруга, струм.

Вимірювальне перетворення фізичної величини
Вимірювальний перетворювач

Одним із основних положень сучасної теорії вимірювальних пристроїв є положення про вимірювальне перетворення.

Вимірювальне перетворення фізичної величини – вимірювальна[а] операція, під час якої вхідна фізична величина перетворюється у вихідну, функціонально з нею пов'язану.

Головна задача вимірювальних перетворень полягає в одержанні вихідних ФВ та залежностей між ними, зручних для порівняння і відтворення. До вимірювального перетворення фізичних величин у загальному випадку належать: лінійне (масштабне) та нелінійне перетворення ФВ без зміни її роду; лінійне та нелінійне перетворення ФВ зі зміною її роду.

До вимірювального перетворення залежності між величинами належать: модуляція та демодуляція; масштабно-числове перетворення сигналу; детектування; кореляційне перетворення; дискретизація; спектральне перетворення; осцилографічне перетворення; інтегрування; диференціювання і ін.

Завдяки вимірювальному перетворенню досягається узгодження роду, границь зміни і частотного діапазону сигналів. Вимірювальне перетворення багатьох величин є складним завданням, а вимірювальний перетворювач – часто основною за складністю ланкою всього засобу вимірювання.

Вимірювальний перетворювач – вимірювальний пристрій, що реалізує вимірювальне перетворення.

Вимірювальні перетворювачі (ВП) класифікують за такими ознаками: – за структурою побудови – на ВП прямого перетворення (з розімкненою структурою) та ВП зрівноважувального перетворення (з замкненою структурою);

– за зміною роду вихідної величини – на ВП без зміни роду та ВП зі зміною роду вихідної величини, які необхідні у тих випадках, коли для вимірюваної вхідної величини немає міри або компаратора;

– за характером реалізованої залежності – на лінійні та нелінійні;

– за кількістю каналів – на одно- та багатоканальні;

– за видом вихідного сигналу – на параметричні та генераторні;

– за родом використовуваних явищ – на термоелектричні, оптоелектричні, п'єзоелектричні, електромагнітні, магнітоелектричні та ін. (рис. 1.7).



Рисунок 1.7

Генераторними називаються перетворювачі, вихідні сигнали яких мають енергетичні властивості (напруга, струм, магніторушійна сила тощо).

Параметричними є перетворювачі, в яких зміна вхідного сигналу приводить до зміни їх параметрів – опору, індуктивності, ємності тощо.

Порівняння фізичних величин. Компаратор

Порівняння – вимірювальна операція, що полягає у відображенні співвідношення між розмірами двох однорідних фізичних величин відповідним висновком: більша, менша чи однакова за розміром.

Порівняння величин широко використовується в різноманітних процедурах: вимірюванні, контролі, розпізнаванні образів, керуванні та ін.

У більшості випадків для порівняння використовують придатність сигналів до віднімання. Тоді співвідношення між розмірами інформати-

вних параметрів X_1 і X_2 визначають знаком їхньої різниці згідно з рівнянням

$$\Delta X=[0.5+0.5\text{sign}(X_1-X_2)]=\begin{cases}1 \Rightarrow X_1 > X_2\\ 0 \Rightarrow X_1 < X_2\end{cases} \qquad (1.5)$$

Компаратор (пристрій порівняння). Вимірювальний пристрій, що реалізує порівняння однорідних фізичних величин.

Компаратори (рис. 1.8) класифікують за такими ознаками: за характером дії над сигналами при порівнянні – на компаратори з відніманням сигналів і компаратори з комутацією сигналів; за кількістю каналів – на одно- і багатоканальні.

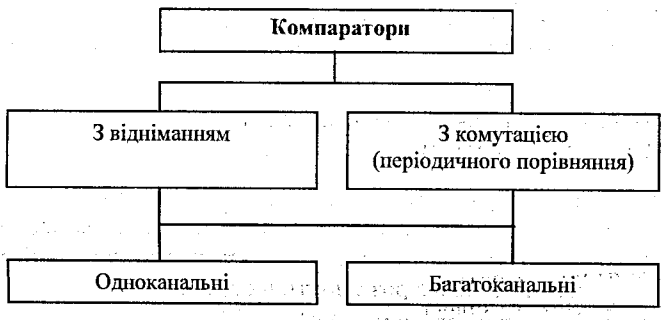


Рисунок 1.8

До складу компаратора входять: ланка віднімання, що створює різницю вхідних сигналів X_1 і X_2, і різницева ланка, що реагує на знак різниці (рис. 1.9).

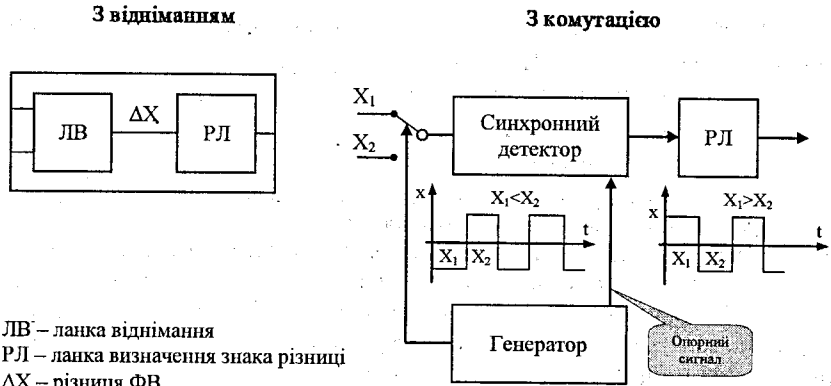


Рисунок 1.9

1. Компаратор на основі операції віднімання реалізується двоканальною структурою. Результат порівняння у цьому випадку – однобітовий сигнал у вигляді «0» та «1», який і є інформацією про співвідношення між розмірами порівнюваних величин.

2. Компаратор на основі комутації сигналів реалізується одноканальною структурою. Внаслідок комутації створюється періодичний сигнал з частотою перемикання, знак результату детектування якого залежить від співвідношення між порівнюваними величинами.

Досконалість компаратора визначається мінімальним значенням порога чутливості, при якому ймовірність правильного визначення співвідношення між X_1 і X_2 перевищує 0,5. В реальному компараторі наявність зони нечутливості спричиняє виникнення похибки, яка алгебраїчно додається до результату.

Масштабне вимірювальне перетворення
Масштабний перетворювач

Масштабне вимірювальне перетворення, або коротко – масштабне перетворення, є різновидом вимірювального перетворення, однак через широке застосування та наявність великої кількості ланок, які реалізують лише цю операцію, варто розглянути її окремо.

Масштабне перетворення – лінійне вимірювальне перетворення вхідної величини без зміни роду.

В результаті масштабного перетворення вхідна величина перетворюється в однорідну вихідну, розмір якої пропорційний в К разів розміру вхідної:

$$X_1 = K_{МП} \cdot X. \qquad (1.6)$$

Коефіцієнт масштабування $K_{МП}$ є основною характеристикою масштабного перетворення. Його числове значення може бути:

– $K_{МП} < 1$ – послаблення;

– $K_{МП} > 1$ – підсилення;

– $K_{МП} = 1$ – повторення.

***Масштабний перетворювач* – вимірювальний перетворювач, який реалізує масштабне вимірювальне перетворення.**

Масштабні перетворювачі (МП) створюються переважно для величин, що характеризують явища спрямованої дії (напруга, струм та ін.).

МП можуть бути одно- або багатоканальні, з регульованим або нерегульованим коефіцієнтом масштабування. Тому надалі будемо розрізняти такі типи масштабних перетворювачів:

1) одноканальний нерегульований, характерною ознакою якого є

сталість коефіцієнта масштабування. Наприклад, вимірювальний підсилювач, трансформатори напруги чи струму. Рівняння такого МП має вигляд

$$X_1 = K_{МП} \cdot X; \mid K_{МП} = \text{const}; \qquad (1.7)$$

2) одноканальний кодокерований регульований МП, який є масштабним перетворювачем з часовим розділенням. Його рівняння

$$X_1 = K_{МП}(t) \cdot X; \mid K_{МП}(t) = \text{var}. \qquad (1.8)$$

Такий МП напруги можна створити з цифроаналогового перетворювача напруги. Їх ще називають також перемножувальними цифроаналоговими перетворювачами напруги;

3) багатоканальний нерегульований МП з просторовим розділенням, характерною рисою якого є наявність кількох вихідних каналів зі сталим коефіцієнтом масштабування. Наприклад, багатоканальні подільники напруги;

4) багатоканальний регульований МП, тобто масштабний перетворювач як з часовим, так і з просторовим розділенням, який також відрізняється наявністю кількох вихідних каналів. Наприклад, подільник напруги з кількома рухомими контактами.

Числовий вимірювальний перетворювач

Числове вимірювальне перетворення (ЧВП) – це операція обчислення проміжних результатів вимірювань з метою отримання остаточного результату.

Числовий вимірювальний перетворювач – вимірювальний пристрій, що є сукупністю засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення і виконує обчислювальні операції під час вимірювань.

1.3.2 Засоби вимірювання

Вимірювальний прилад – засіб вимірювань, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації.

Аналоговий вимірювальний прилад

Засіб вимірювання, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою шкали та вказівника називають аналоговим вимірювальним приладом.

Узагальнена структурна схема аналогового вимірювального приладу наведена на рис. 1.10.

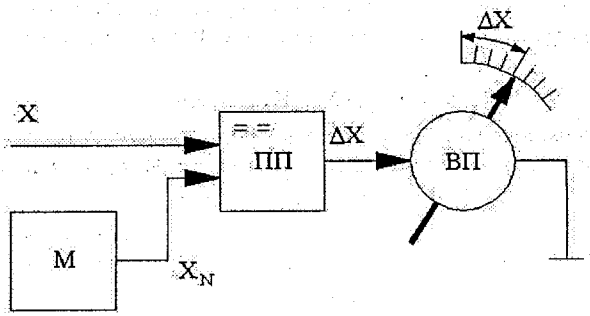


Рисунок 1.10

Реєструвальний засіб вимірювання

Засіб вимірювання, в якому реєструється сигнал вимірювальної інформації, називають реєструвальним засобом вимірювання.

Відрізняються реєструвальні засоби від аналогових вимірювальних приладів тим, що в них замість вказівника використовується перо з чорнильницею. Для отримання твердої копії залежності змінення вимірюваної величини в часі дані засоби мають також стрічкопротяжний механізм з відмітником часу. Як носій вимірювальної інформації може бути папір, світлочутлива плівка та ін.

Аналого-цифровий перетворювач

Засіб вимірювань, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації, називають аналого-цифровим перетворювачем.

Аналого-цифрові перетворювачі – не тільки складова частина цифрових вимірювальних приладів (ЦВП), вони можуть і самостійно використовуватись у вимірювальних, інформаційних, керувальних та інших системах. АЦП випускаються промисловістю як автономні пристрої, котрі на відміну від ЦВП не мають цифрового відлікового пристрою; вони формують на виході тільки двійковий код. Порівняно з цифровими вимірювальними приладами АЦП виконуються більш швидкодійними, але менш точними, найчастіше вони мають один діапазон для однієї вимірюваної величини.

Крім АЦП до цифрових перетворювачів відносяться цифро-аналогові перетворювачі ЦАП, які призначені для перетворювання двійкового коду в аналогову квантовану величину. Такі перетворювачі застосовуються не лише як вузол ЦВП і АЦП, а й як автономні пристрої.

Цифровий вимірювальний прилад

Вимірювальний прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається у вигляді цифр чи символів на показувальному пристрої, називають цифровим.

Узагальнена структурна схема ЦВП (рис. 1.11) складається з вимірювального перетворювача вхідної електричної величини X у вихідну електричну величину X_i, достатню для надійної роботи аналого-цифрового перетворювача A/D, перетворювачів код-код D/D і цифрового відлікового пристрою ВП.

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) перетворює аналогову (вимірювану) величину в цифровий двійковий код, а відліковий пристрій ВП відображає це значення в десятковій системі числення.

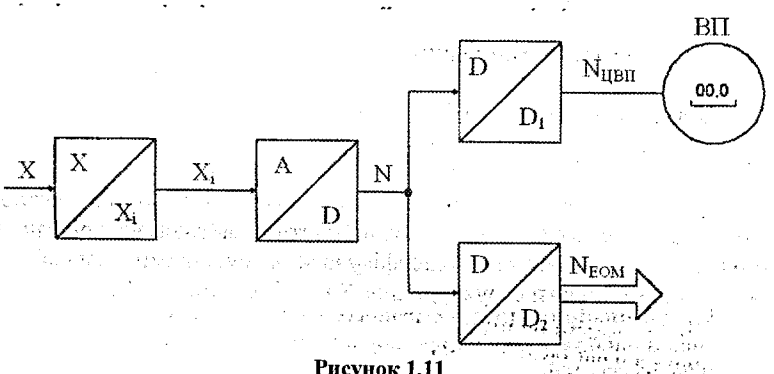


Рисунок 1.11

Необхідність перетворювачів код-код D/D пояснюється тим, що код, потрібний для роботи відлікового пристрою, може не відповідати вихідному коду A/D. На виході A/D найчастіше формується двійковий код, а оператору для сприйняття найбільш зручний десятковий. У цьому зв'язку перетворювач код-код D/D_1 перетворює двійковий код N на двійково-десятковий $N_{ЦВП}$, який потім подається на відліковому пристрої у десятковій системі числення. Другий перетворювач код-код D/D_2 необхідний для уніфікації коду і подальшого спряження з персональними комп'ютерами.

Вимірювальний канал

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначена для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину, називають вимірювальним каналом.

Вимірювальна інформаційна система

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів контролю, діагностування та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної та інших видів інформації, називають вимірювальною інформаційною системою.

В практиці вимірювань замість терміна «вимірювальна інформаційна система» застосовують поняття «інформаційно-вимірювальна система» (ІВС).

За видом вихідної інформації ІВС розподіляють на три види:

- вимірювальні системи;
- системи автоматичного контролю;
- системи технічної діагностики.

1.4 Методи вимірювань

«Знання основних методів та принципів з лихвою перекриває незнання багатьох фактів» – Клод Адріан Гельвецій (французький філософ).

Аналіз методів вимірювання – один з основних розділів метрології, тому для одержання досить повної картини методів вимірювання їх необхідно чітко визначити, класифікувати за суттєвими класифікаційними ознаками, подати структури для їх реалізації (рис. 1.12).

Метод вимірювання – сукупність способів використання засобів вимірювальної техніки та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації.

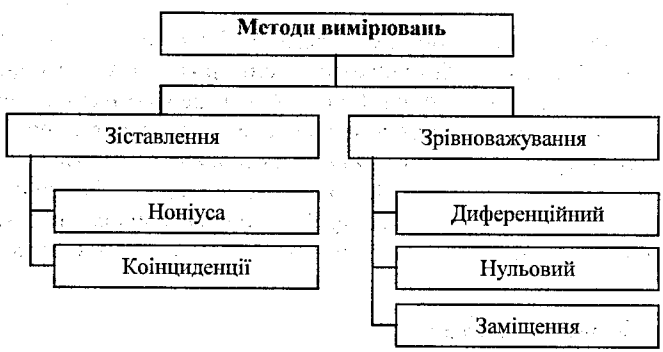


Рисунок 1.12

Серед різних видів вимірювань ФВ найточнішим за інших рівних умов є пряме вимірювання, тому насамперед детально розглянемо кла-

сифікацію методів прямих вимірювань.

Метод зіставлення. Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вимірюваної величини з усіма вихідними величинами багатозначної нерегульованої міри.

Прикладами даного методу є вимірювання довжини лінійкою з поділками, вимірювання інтервалу часу годинником.

Цей метод, зокрема, забезпечує максимальну швидкодію вимірювання електричної напруги та механічних переміщень. Його покладено в основу побудови цифрових хронометрів, частотомірів, надшвидкодійних цифрових вольтметрів, цифрових вимірювачів індуктивності.

Метод одного збігу (метод ноніуса). Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вихідних величин двох багатозначних нерегульованих мір, з різними за значенням ступенями, нульові позначки яких зсунуті між собою на вимірювану величину.

Приклади. Вимірювання довжини за допомогою двох лінійок з поділками, ціни яких знаходяться в певному відношенні. Вимірювання часу за допомогою двох послідовностей періодичних імпульсів, періоди яких знаходяться в певному відношенні.

При вимірюванні нульові відмітки мір зсувають на вимірювану величину X, а потім визначають її числове значення за номером найближчої відмітки, що збігається. Таким чином, завдяки надлишковості методу ноніуса (замість однієї багатозначної нерегульованої міри використовуються дві), ступінь квантування «зменшується» в n разів. Це можна трактувати також як «збільшення» розміру величини X в n разів. Метод ноніуса використовується тоді, коли неможливо створити міру з надто малими ступенями (наприклад, лінійку з поділками 0.1 мм).

Метод подвійного збігу (метод коїнциденції). Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням двох квантованих фізичних величин: вимірюваної та відтворюваної багатозначною нерегульованою мірою.

Приклад. Вимірювання зістикованих інтервалів часу або зістикованих відрізків довжини за допомогою, відповідно, послідовності періодичних імпульсів з відомим значенням їх періоду або лінійки з відомим значенням поділок.

Метод зрівноваження. Метод прямого вимірювання з багаторазовим порівнянням вимірюваної величини та величини, що відтворюється регульованою мірою, до їх повного зрівноваження.

Приклад. Вимірювання електричної напруги компенсатором.

Диференційний метод (різницевий метод). Метод вимірювання, за яким невелика різниця між вимірюваною величиною та вихідною величиною одноканальної міри вимірюється відповідним засобом вимірювання.

В загальному випадку (рис. 1.13) значення вимірюваної величини

X може відрізнятися від величини X_N, що відтворює міра М.

Тоді різницю $\Delta X = X - X_N$ (вихід компаратора ПП) вимірюють за допомогою засобу вимірювання ВП, а значення невідомої величини визначається

$$X = X_N + \Delta X \Big|_{\Delta X = \text{var}}^{X_N = \text{cons}} .$$

В цьому випадку зрівноваження вимірюваної величини X зразковою X_N виконується не повністю. Диференційний метод забезпечує високу точність вимірювання, якщо зразкова величина X_N відтворюється мірою з високою точністю, а різниця ΔX мала.

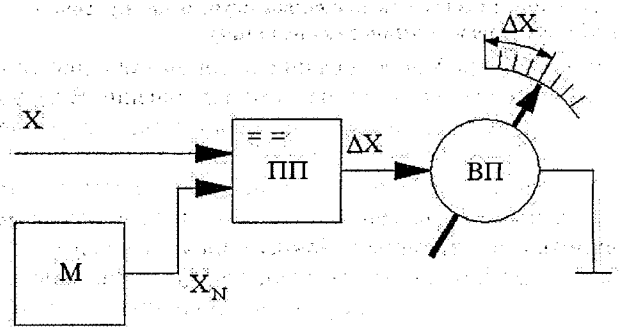


Рисунок 1.13

Окремим випадком диференційного методу є нульовий. В нульовому методі відтворювану мірою величину X_N роблять регульованою, а різницю $\Delta X = X - X_N = 0$ доводять до нуля. Високочутливий засіб вимірювання (нуль-індикатор) в цьому методі фіксує момент рівності $X = X_N$ (рис. 1.14).

Прикладами застосування нульового методу є вимірювання параметрів електричного кола мостовими схемами, вимірювання напруги, Е.Р.С., струму компенсатором та ін.

Застосування непрямих вимірювань, як більш складних, останнім часом значно поширилось. Розглянемо коротко особливості цих методів.

Перший метод непрямого опосередкованого вимірювання полягає у використанні перетворення вимірюваної величини X в іншу фізичну величину, для якої створені засоби вимірювання. Даний метод, наприклад, реалізовано в магнітоелектричному вольтметрі, ртутному термометрі та в багатьох інших засобах вимірювань.

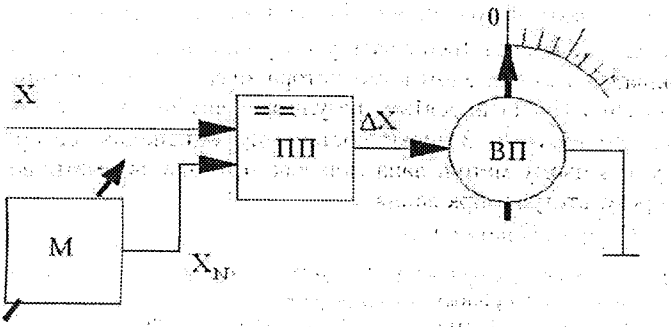


Рисунок 1.14

Другий метод непрямого опосередкованого вимірювання, в якому також використано вимірювальний перетворювач роду вимірюваної величини, є метод заміщення.

Метод заміщення. Метод непрямого вимірювання з багаторазовим порівнянням до повного зрівноваження вихідних величин вимірювального перетворювача з почерговим перетворенням ним вимірюваної величини та вихідної величини регульованої міри.

Даний метод доцільно застосовувати у тому випадку, коли для величини X не створені компаратори, але створені регульовані одноканальні міри. Метод реалізується за два етапи (рис. 1.15).

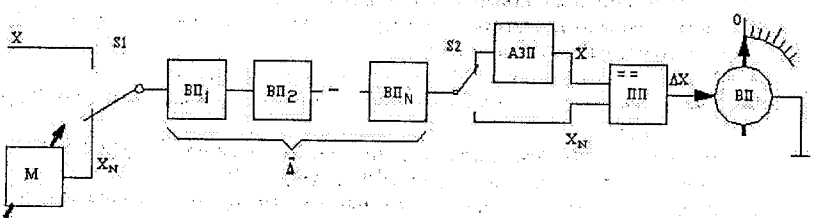


Рисунок 1.15

На першому етапі вимірювана величина X проходить через вимірювальні перетворювачі $ВП_1$, $ВП_2$, ..., $ВП_N$, запам'ятовується аналоговим запам'ятовувальним пристроєм АЗП і подається на перший вхід компаратора ПП. На другому етапі зразкова величина X_N з виходу одноканальної регульованої міри M, пройшовши через ті самі вимірювальні перетворювачі, надходить на другий вхід компаратора ПП.

Як і в нульовому методі, різницю ΔX доводять до нуля за допомогою одноканальної регульованої міри, а значення вимірюваної вели-

чини визначають за значенням міри М в момент рівності $X = X_N$. Даний метод доцільно застосовувати у тому випадку, коли між входом засобу вимірювання і входом компаратора знаходяться вимірювальні перетворювачі ВП, які вносять в результати вимірювання систематичну складову похибки $\overline{\Delta}$. Завдяки поетапному здійсненню вимірювальної процедури в цьому методі дана складова похибки автоматично вилучається із результату вимірювання.

Контрольні питання

1. **Які засоби вимірювальної техніки відносять до засобів вимірювання, а які до вимірювальних пристроїв?**
2. **В чому суть вимірювальної операції відтворення фізичних величин? Що таке міра? Наведіть класифікацію мір.**
3. **Наведіть приклади еталонів довжини, маси, часу, електричної напруги.**
4. **В чому суть вимірювальної операції перетворення фізичної величини? Що таке вимірювальний перетворювач? Наведіть класифікацію вимірювальних перетворювачів.**
5. **В чому суть вимірювальної операції порівняння ФВ. Що таке компаратор? Наведіть класифікацію компараторів.**
6. **В чому суть вимірювальної операції масштабного перетворення? Що таке масштабний перетворювач? Наведіть класифікацію масштабних перетворювачів.**
7. **В чому суть операції числового вимірювального перетворення? Що таке числовий вимірювальний перетворювач?**
8. **Дайте означення і наведіть приклади засобів вимірювання.**
9. **Дайте поняття аналогового вимірювального приладу і наведіть його узагальнену структурну схему.**
10. **Які засоби вимірювання відносять до реєструвальних?**
11. **В чому суттєва відмінність між аналоговими і цифровими засобами вимірювання?**
12. **Перерахуйте всі засоби вимірювання, які відносять до цифрових.**
13. **Дайте поняття аналого-цифрового перетворювача.**
14. **Дайте поняття цифрового вимірювального приладу і наведіть його узагальнену структурну схему.**
15. **Дайте поняття вимірювального каналу.**
16. **Дайте поняття вимірювальної системи.**
17. **В чому суттєва відмінність вимірювального каналу і вимірювальної системи.**
18. **Дайте поняття інформаційно-вимірювальної системи. На які три великі класи поділяють ІВС за видом вихідної інформації?**
19. **Наведіть структурну схему і поясніть суть методу зіставлення.**
20. **Наведіть структурну схему і поясніть суть методу нониуса.**
21. **Наведіть структурну схему і поясніть суть методу коінциденції.**
22. **Наведіть структурну схему і поясніть суть диференційного методу.**
23. **Наведіть структурну схему і поясніть суть нульового методу.**

24. Наведіть структурну схему і поясніть суть методу заміщення.

25. В якому випадку доцільно реалізувати метод заміщення: коли загальна похибка має систематичний чи випадковий характер?

1.5 Похибки вимірювань

Класична метрологія виходить із позиції, що результат вимірювання завжди відрізняється від істинного значення вимірюваної величини. Тому під час вимірювань ФВ виникає похибка, яка дорівнює різниці між значенням X фізичної величини та її істинним X_i значенням

$$\Delta X = X - X_i. \qquad (1.11)$$

Істинне значення. Значення фізичної величини, яке ідеально відображало б певну властивість об'єкта.

Визначити істинне значення величини вимірюванням неможливо через обмежені можливості засобів вимірювань. Однак існують величини, істинне значення яких відоме, наприклад, один повний оберт дорівнює 2π радіанів або 360^o.

Раніш відмічена неможливість визначення істинного значення є наслідком принципової недосконалості відображення при вимірюванні та причиною неминучості похибки вимірювання. Оскільки істинне значення ФВ нам невідоме, то похибку вимірювання з останнього рівняння визначити неможливо. Для визначення похибки істинне значення ФВ замінюють дійсним – $X_д$.

Абсолютна похибка вимірювання. Різниця між результатом вимірювання і дійсним значенням вимірюваної величини

$$\Delta X = X - X_д. \qquad (1.12)$$

Абсолютною дану похибку назвали тому, що вона виражена в абсолютних одиницях вимірюваної величини.

Дійсне значення. Значення фізичної величини, знайдене експериментальним шляхом і настільки наближене до істинного значення, що його можна використати замість істинного для даної мети.

На практиці дійсне значення ФВ може бути знайдено:

– за допомогою багаторазових вимірювань із наступним усередненням результатів спостережень і поданням цього середнього як дійсного;

– за допомогою зразкового засобу вимірювання.

Зразковим називають засіб вимірювання в якого клас точності в 3 – 5 разів вищий, ніж клас точності засобу вимірювальної техніки, для якого оцінюється похибка.

Якщо абсолютну похибку взяти з протилежним знаком і алгебрич-

но додати $\Delta q = -\Delta X$ до результату вимірювання, то можна вилучити систематичну похибку з результатів вимірювання або ввести поправку в результати вимірювання.

Поправка – значення величини, що алгебрично додається до результату вимірювання з метою вилучення систематичної похибки.

У багатьох випадках числове значення абсолютної похибки не дає правильного уявлення про точність вимірювання, ступінь достовірності одержаного результату. Тому введено більш універсальну характеристику точності у вигляді **відносної похибки.**

Відносна похибка вимірювання. Відношення абсолютної похибки вимірювання до дійсного значення вимірюваної величини

$$\delta = \frac{\Delta X}{X_д} = \frac{X - X_д}{X_д}. \qquad (1.13)$$

Відносна похибка може виражатися не тільки у відносних величинах, але й у відсотках

$$\delta = \frac{\Delta X}{X_д} \cdot 100\% = \frac{X - X_д}{X_д} \cdot 100\%. \qquad (1.14)$$

Аналіз останніх двох рівнянь дозволяє дійти висновку, що чим менша похибка вимірювання, тим вища його точність, отже, тим менша різниця між істинним значенням ФВ і результатом її вимірювань. Із збільшенням похибки зменшується точність.

Точність вимірювання. Головна характеристика якості вимірювання, що відображає близькість результату вимірювання до істинного значення вимірюваної величини.

Кількісно точність Θ вимірювання визначається як величина, обернена до відносної похибки

$$\Theta = \frac{1}{\delta} = \frac{X_д}{X - X_д}. \qquad (1.15)$$

Розрізняють надмірну похибку й промах.

Надмірна похибка **– похибка вимірювання, що суттєво перебільшує очікувану (у даних умовах) похибку.**

Промах **– результат вимірювання, що має надмірну похибку.**

В методиках оцінки результатів вимірювань промахи вилучають із ряду багаторазових спостережень як аномальні результати вимірювання.

Приклад. Оцінювання абсолютної й відносної похибок та точності вимірювань

Амперметром магнітоелектричної системи проведено ряд вимірювань (9,80 мА, 21,10 мА, 30,12 мА, 40,08 мА, 49,95 мА) у таких оцифро-

ваних відмітках шкали: 10 мА, 20 мА, 30 мА, 40 мА, 50 мА. Визначити абсолютну й відносну похибку та точність вимірювань.

Прийнявши за дійсне значення $I_д$ оцифровані відмітки шкали, знайдемо значення абсолютних похибок:

$$\Delta_{10} = I_{В10} - I_{Д10} = 9{,}8 - 10 = -0{,}20\ [A];$$

$$\Delta_{20} = I_{В20} - I_{Д20} = 21{,}1 - 20 = +0{,}10\ [A];$$

$$\Delta_{30} = I_{В30} - I_{Д30} = 30{,}12 - 30 = +0{,}12\ [A];$$

$$\Delta_{40} = I_{В40} - I_{Д40} = 40{,}08 - 40 = +0{,}08\ [A];$$

$$\Delta_{50} = I_{В50} - I_{Д50} = 49{,}95 - 50 = -0{,}05\ [A].$$

Визначимо відносну похибку та точність вимірювання для кожної відмітки шкали:

$$\delta_{10} = \frac{\Delta_{10}}{I_{Д10}} = \frac{0{,}2}{10} = 0{,}02 \quad \Rightarrow \quad \theta_{10} = \frac{1}{\delta_{10}} = \frac{1}{0{,}02} = 50;$$

$$\delta_{20} = \frac{\Delta_{20}}{I_{Д20}} = \frac{0{,}1}{20} = 0{,}005 \quad \Rightarrow \quad \theta_{20} = \frac{1}{\delta_{20}} = \frac{1}{0{,}005} = 200;$$

$$\delta_{30} = \frac{\Delta_{30}}{I_{Д30}} = \frac{0{,}12}{30} = 0{,}004 \Rightarrow \quad \theta_{30} = \frac{1}{\delta_{310}} = \frac{1}{0{,}004} = 250;$$

$$\delta_{40} = \frac{\Delta_{40}}{I_{Д40}} = \frac{0{,}08}{40} = 0{,}002 \Rightarrow \quad \theta_{40} = \frac{1}{\delta_{40}} = \frac{1}{0{,}002} = 500;$$

$$\delta_{50} = \frac{\Delta_{50}}{I_{Д50}} = \frac{0{,}05}{510} = 0{,}001 \Rightarrow \quad \theta_{50} = \frac{1}{\delta_{50}} = \frac{1}{0{,}001} = 1000.$$

1.5.1 Класифікація похибок вимірювання

Похибки вимірювань систематизуються за ознаками (рис. 1.16), що визначають їх основні особливості.

За способом вираження похибки поділяються на абсолютні й відносні; за характером зміни – на систематичні і випадкові.

Систематична похибка **– складова похибки $\overline{\Delta}$, що залишається сталою або прогнозовано змінюється у ряді вимірювань однієї й тієї ж величини.**

Випадкова похибка **– складова похибки $\overset{o}{\Delta}$, що не прогнозовано (випадково) змінюється у ряді вимірювань однієї й тієї ж величини.**

У загальному випадку похибка результату вимірювання містить систематичну й випадкову складові, навіть якщо було введено поправки на систематичні похибки, викликані відомими факторами впливу. Появ-

нюється це, по-перше, тим, що значення факторів не залишаються у процесі вимірювання постійними, а, по-друге, тим, що на результат вимірювання впливають фактори, дія яких у даному експерименті не передбачалася, або ж фактори, дію яких неможливо врахувати.

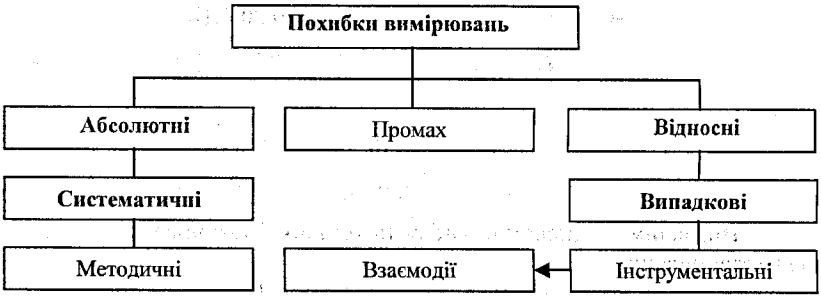


Рисунок 1.16

Оскільки до похибки вимірювання входить випадкова складова, то її слід вважати величиною випадковою. Значення повної похибки вимірювання для будь-якого моменту часу визначається

$$\Delta = \overline{\Delta} + \overset{o}{\Delta}. \qquad (1.16)$$

Використовуючи апарат підсумовування частинних (часткових) похибок випадкового характеру і частинних (часткових) похибок систематичного характеру, можна оцінити повну похибку вимірювання.

Крім точності вимірювань на практиці застосовують також такі характеристики якості вимірювань: правильність, збіжність та відтворюваність вимірювань.

Правильність вимірювань **– характеристика якості вимірювання, що відображає близькість до нуля систематичної похибки вимірювання.**

Збіжність результатів вимірювання **– характеристика якості вимірювань, що відображає близькість повторних результатів вимірювань однієї й тієї ж величини в однакових умовах.**

Збіжність результатів вимірювань відображає близькість до нуля випадкової похибки. Збіжність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювань.

Відтворюваність вимірювань **– характеристика якості вимірювань, що відображає близькість результатів вимірювань однієї й тієї ж величини, виконаних в різний час, в різних умовах, різними методами і засобами.**

Відтворюваність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювання.

За місцем виникнення похибки вимірювання розподіляються на ін-

струментальні й методичні.

Інструментальна похибка – **складова похибка вимірювання, зумовлена властивостями засобів вимірювальної техніки.**

Інструментальна похибка складається з похибки засобів вимірювальної техніки та похибки від їхньої взаємодії з об'єктом вимірювання.

Похибка від взаємодії – **складова інструментальної похибки, що виникає внаслідок впливу засобів вимірювальної техніки на стан об'єкта вимірювання.**

Методична похибка – **складова похибки вимірювання, що зумовлена неадекватністю об'єкта вимірювання та його моделі, прийнятою при вимірюванні.**

1.5.2 Систематичні похибки і методи їх вилучення

Врахування і вилучення систематичних похибок досить важливе завдання кожного точного вимірювання. Повністю вилучити систематичні похибки неможливо, завжди залишаються якісь невраховані залишки. Ці залишки необхідно врахувати, щоб оцінити межі невилученої систематичної похибки результату.

Для виявлення, оцінки і вилучення систематичних похибок необхідно, по-перше, знати місце і причини їх виникнення, а по-друге – способи виявлення і вилучення цих похибок.

Залежно від причин виникнення систематичні похибки можна розподілити на чотири групи: інструментальні; методичні; суб'єктивні; похибки встановлення.

Похибки встановлення. До них належать такі, прояви яких зумовлені неправильним застосуванням міри: встановлення приладу з нахилом або відхилення зовнішніх умов від нормальних (наявність зовнішніх полів, відхилення температури від нормальної тощо).

Суб'єктивні похибки. Вони проявляються в результаті особливостей самого спостерігача. Наприклад, при підрахунку поділок шкали різні люди по-різному оцінюють одне і те саме положення стрілки. Один схильний завжди занижувати покази, інший – завищувати їх. Ця складова похибки зумовлена психо-фізіологічними особливостями оператора. До другої складової суб'єктивної похибки відносять похибку паралакса – зчитування результатів вимірювання зі шкали приладу під непрямим кутом. В цифрових вимірювальних приладах суб'єктивна похибка відсутня.

Методичні похибки виникають через недоліки самого методу вимірювання або через неточність застосованих спрощених формул.

Методична похибка – **складова систематичної похибки вимірювань, що зумовлена недосконалістю прийнятого методу вимірювань.**

Методичні похибки можуть виникати через невідповідність реальної методики виконання вимірювань ідеальним теоретичним положенням, на яких основані вимірювання. Ці похибки в свою чергу поділяються на дві групи:

– похибки через некоректну ідеалізацію вимірювального перетворення;

– похибки через некоректну ідеалізацію об'єкта вимірювань.

До першої групи відносяться похибки, що виникають через **допущення**, що прийняті при вимірюванні чи обробці результатів, а також через використовувані в ході вимірювального перетворення **наближень** та **спрощень** (похибки через невідповідність процесу вимірювального перетворення його ідеальній моделі).

Приклади. При непрямому вимірюванні площі перерізу круглого стержня прямим вимірюванням діаметра з наступним обчисленням площі $S = \pi d^2/4$ результат буде із систематичною методичною похибкою через обмежене число знаків і значення числа π.

Вимірювання параметрів електричного кола приладом, що підключається до кола, приводить до певної зміни структури кола через підключення додаткового навантаження. Результати вимірювань електричних параметрів об'єктів можуть спотворюватись також через наявність приєднуваних проводів, змінюваних перехідних опорів в місцях приєднання чутливих елементів (щупів або клем) вимірюваних приладів.

Вимірювання температури води в стакані рідинним термометром, що занурюється в налиту гарячу воду, фактично приводить до зміни температури "вода + термометр", яка відрізняється від температури води за рахунок втрат енергії на вирівнювання температур.

Для вимірювання шорсткуватості поверхонь використовують контактні індуктивні (індуктосини) та ємнісні перетворювачі. Це рухомі щупи, які притискаються до досліджуваної поверхні з певним невеликим зусиллям. При русі досліджуваного виробу вертикальне переміщення верхнього штоку щупа змінює індуктивність котушки або ємність первинного перетворювача. Сигнал первинного перетворювача є пропорційним вертикальному переміщенню. Методична похибка при цьому зумовлена насамперед кінцевими розмірами головки щупа і можливістю деформації (дряпання) виробу. Щуп не повинен бути дуже тонким чи дуже широким, щоб згладжувати реальну шорсткуватість. Розмір щупа повинен відповідати характеристикам вимірюваної шорсткуватості.

В переважній більшості випадків похибками, що виникають через прийняті допущення, можна знехтувати, але у випадку прецизійних вимірювань їх потрібно **оцінити та врахувати (компенсувати)**.

До другої групи відносяться похибки, що виникають через невідповідність об'єкта вимірювання ідеалізованій моделі, що покладена в основу процесу вимірювань.

Приклади. При вимірюванні азимуту за магнітним компасом методична похибка виникає через неспівпадання магнітних і географічних полюсів Землі, нехтуючи якими ідеалізується об'єкт вимірювання.

При вимірюванні щільності номінально компактного і однорідного твердого тіла неідеальність об'єкта може бути пов'язана з наявністю невиявлених порожнин чи сторонніх включень.

Величини параметрів твердості і шорсткуватості поверхонь деталей, хімічний склад матеріалу, що визначається на конкретній ділянці, можуть відрізнятися від параметрів на інших ділянках тієї ж самої поверхні. Температура в об'ємі рідини чи газу практично завжди відрізняється в різних шарах (температурні градієнти), швидкість рідини чи газу в потоці в різних перерізах неоднакова (градієнти швидкості).

Вимірювання потужності, що виділяється струмом, який протікає через опір Rн, при непрямому вимірюванні напруги і струму завжди містить методичну похибку. Ця похибка визначається співвідношенням між внутрішніми опорами вольтметра Rv, амперметра Ra та вимірюваним опором Rн, і тільки при $Rv = \infty$ та $Ra = 0$ методична похибка незалежно від способу підключення приладів до вимірюваного опору буде дорівнювати нулю.

Інструментальні похибки зумовлені недосконалістю технології виготовлення засобів вимірювань. До них відносять похибки від градуювання шкали, за рахунок тертя в рухомих частинах вимірювального механізму, від дії електричних та магнітних полів, від нестабільності та пульсацій напруги живлення.

За характером зміни в часі систематичні похибки поділяють на постійні, прогресивні, періодичні.

Постійні похибки. До них належать такі, які тривалий час залишаються незмінними і протягом вимірювального експерименту є постійними. Часто вони носять технологічний характер і виникають, наприклад, при недостатньо точному намотуванні котушок індуктивності, під час градуювання шкали та ін.

Прогресивні похибки. Це похибки, які у процесі даної серії вимірювань неперервно зростають або зменшуються, тобто є функцією часу (рис. 1.17). Вони можуть бути спричинені повільним зменшенням (збільшенням) напруги живлення, прогріванням приладу і іншими причинами.

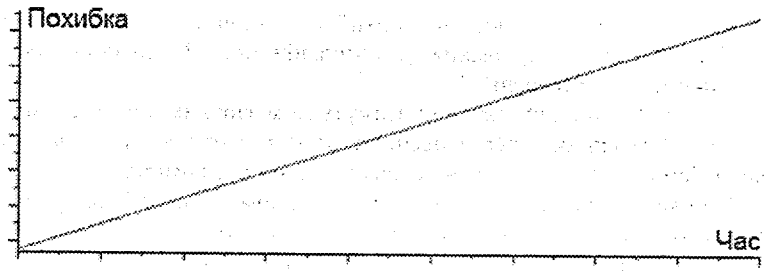


Рисунок 1.17

Періодичні похибки. До їх числа належать систематичні похибки, значення яких є періодичною функцією або часу, або самої вимірюваної величини (рис. 1.18).

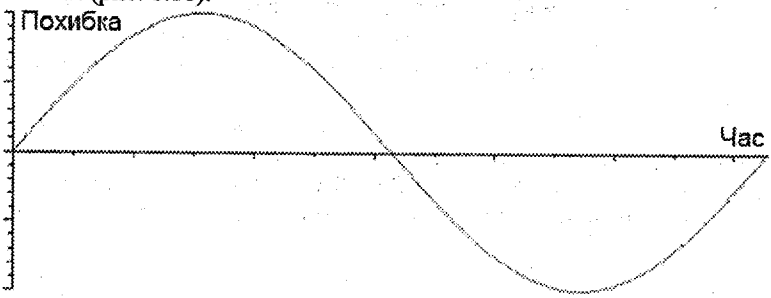


Рисунок 1.18

Способи вилучення систематичних похибок. Можна уникнути систематичних похибок, вилучивши їх джерело. Однак це не завжди можна здійснити. На практиці широко застосовуються такі способи вилучення систематичних похибок: дворазове спостереження; рандомізація; введення поправок.

Суть способу дворазових спостережень полягає в тому, що дану величину вимірюють не один раз, а два, але під час другого вимірювання умови вимірювання змінюють так, щоб систематична похибка засобу вимірювання входила до рівняння вимірювання з протилежними знаками

$$X_1 = X + \overline{\Delta},\ X_2 = X - \overline{\Delta}. \qquad (1.17)$$

Середнє з результатів двох таких вимірювань

$$X_Д = \frac{X_1 + X_2}{2}, \qquad (1.18)$$

буде вільним від систематичної похибки, тому що систематична складо-

ва похибки входить до останнього рівняння з різними знаками.

Систематичні похибки з відомими значеннями і знаками можуть бути вилучені і після проведення вимірювань при обробці їхніх результатів. З цією метою у непоправлені результати спостережень вводяться поправки Δq або ці результати домножають на коригувальний коефіцієнт η

$$X_Д = X \pm \Delta q, \text{ або } X_Д = X \cdot \eta. \qquad (1.19)$$

Коригувальний коефіцієнт **– числовий коефіцієнт η, на який домножають результат вимірювання з метою вилучення систематичної похибки.**

Приклад. Побудова кривої поправок.

В результаті метрологічної повірки аналогового вольтметра в оцифрованих відмітках його шкали (100 мВ, 200 мВ, 300 мВ, 400 мВ, 500 мВ) отримано відповідні значення цифрового вольтметра: 99 мВ, 198 мВ, 302 мВ, 397 мВ, 501 мВ. Визначити поправку для кожної оцифрованої відмітки шкали аналогового вольтметра і побудувати криву поправок (рис. 1.19).

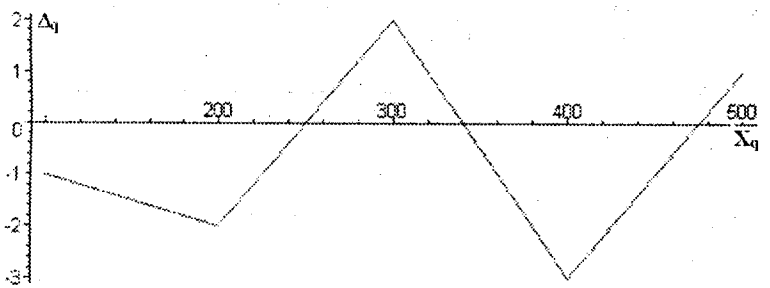


Рисунок 1.19

Як дійсне ($U_Д$) візьмемо значення цифрового вольтметра. Поправку визначимо як абсолютну похибку, взяту з протилежним знаком

$$\Delta q_{100} = -\Delta_{U100} = -(U_{в100} - U_{д100}) = -(100 - 99) = -1 \text{ [мВ]};$$

$$\Delta q_{200} = -\Delta_{U200} = -(U_{в200} - U_{д200}) = -(200 - 198) = -2 \text{ [мВ]};$$

$$\Delta q_{300} = -\Delta_{U300} = -(U_{в300} - U_{д300}) = -(300 - 302) = +2 \text{ [мВ]};$$

$$\Delta q_{400} = -\Delta_{U400} = -(U_{в400} - U_{д400}) = -(400 - 397) = -3 \text{ [мВ]};$$

$$\Delta q_{500} = -\Delta_{U500} = -(U_{в500} - U_{д500}) = -(500 - 501) = +1 \text{ [мВ]}.$$

Результати вимірювання, отримані після введення поправки та (або) із врахуванням коригувального коефіцієнта, називають поправле-

ними.

Ефективним способом зменшення систематичних похибок є їх рандомізація, тобто переведення у випадкові. Нехай, наприклад, буде n однотипних засобів вимірювання із систематичною похибкою однакового походження; якщо для даного засобу ця похибка постійна, то від пристрою до пристрою вона змінюється випадково. Тому вимірювання однієї і тієї самої величини всіма засобами і усереднення результатів одержаних спостережень дозволять значно зменшити цю похибку.

1.5.3 Випадкові похибки

Похибки вимірювань зазвичай носять випадковий характер. Випадковість зумовлюється: нестаціонарністю і випадковим характером вимірюваної фізичної величини; несталістю метрологічних характеристик засобів вимірювань, яка визначається випадковим характером формування коефіцієнтів перетворення вимірювальних пристроїв; випадковим характером впливу зовнішніх факторів на засіб вимірювання у процесі вимірювального експерименту (рис. 1.20).

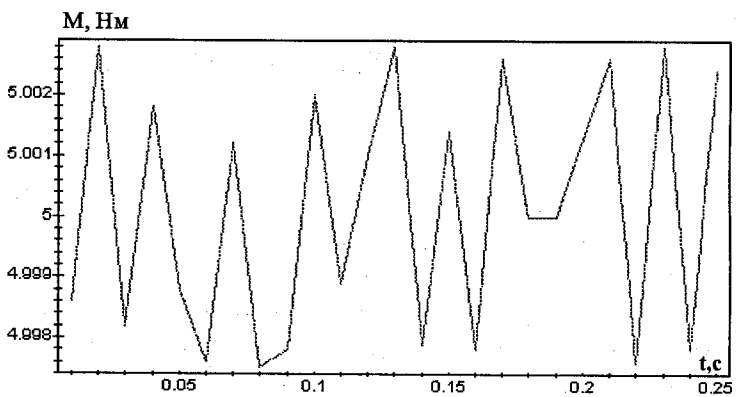


Рисунок 1.20

Кількісно випадковий процес описують випадковою функцією часу $X(t)$, яка в будь-який момент часу t може набувати різних значень із деяким розподілом імовірностей. Для будь-якого t_i значення $X_i = X(t_i)$ є випадковою величиною.

Випадковий процес визначається сукупністю проявів процесу в часі і законами цієї сукупності. Функціональна залежність проявів про-

цесу називається *реалізацією випадкової функції.*

Для характеристики частоти появи випадкових похибок теорія ймовірностей пропонує використовувати закони розподілу. При цьому виділяється два види опису законів розподілу: інтегральний і диференціальний.

Інтегральним законом розподілу або функцією розподілу ймовірностей $F(X)$ випадкової величини X називають функцію, значення якої для кожного x є ймовірністю події, яка полягає в тому, що випадкова величина X набуває значень, менших за x, тобто функцію

$$F(x) = P|X < x|.$$

Дана функція є неспадною функцією x і змінюється в межах від $F(-\infty) = 0$ до $F(+\infty) = 1$. Вона існує для всіх випадкових величин як дискретних, так і неперервних.

Для випадкової величини з неперервною і диференційованою функцією розподілу $F(x)$ можна знайти диференціальний закон розподілу ймовірностей як похідну від $F(x)$, тобто як $p(x) = F^{\bullet}(x)$. Ця залежність називається щільністю розподілу ймовірностей.

Вона завжди позитивна і відповідає умові нормування

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x)\,dx = 1,$$

яка безпосередньо витікає із властивостей інтегральної функції розподілу $F(x)$.

Приклади законів розподілу:

Розподіл Коші. Одним із найпростіших законів розподілу є *розподіл Коші* (рис. 1.21), щільність розподілу імовірностей якого визначається

$$f(\Delta) = \frac{1}{a\pi\left[1 + \left(\Delta/a\right)^2\right]}.$$

Даний розподіл близький до граничного пологого, тому що при більш пологих, ніж $1/\Delta^{(1+\alpha)}$ (де $\alpha > 0$), спадах площа під кривою нескінченна і не може бути прирівненою до одиниці, тобто не виконується умова нормування, і такі криві не можуть описувати щільність розподілу ймовірностей.

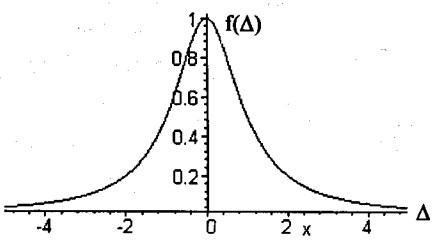
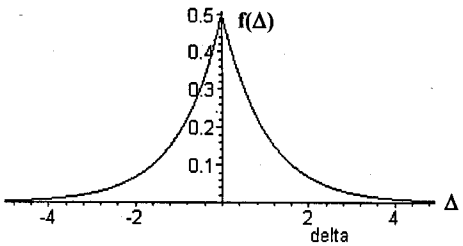
Закон розподілу	Графічне подання
Коші	
Лапласа	

Рисунок 1.21

Розподіл Лапласа. Другим законом розподілу, із більш швидким спадом густини при відхиленні x від центра розподілу, є розподіл Лапласа (рис. 1.21) із густиною

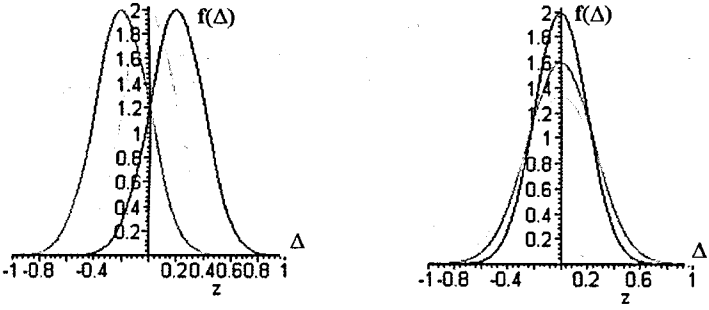
$$f(\Delta)=\frac{1}{2}\cdot\exp|-\Delta|,$$

тобто двосторонній експоненціальний розподіл.

Розподіл Гаусса. Серед законів розподілу нормальний закон займає провідне місце, особливо для оцінення похибок вимірювань (рис. 1.22). Річ у тому, що похибка вимірювання визначається великим числом частинних складових, що носять випадковий характер, а з центральної граничної теореми ймовірностей випливає, що розподіл похибок вимірювання буде близьким до нормального, якщо результати спостережень формуються під впливом великої кількості незалежно діючих частинних похибок випадкового характеру, кожна з яких є незначною за значенням порівняно із загальною випадковою похибкою вимірювання. Щільність імовірностей нормального закону описується так

$$f(\Delta)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\cdot\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta}{\sigma}\right)^2\right], \qquad (1.20)$$

де σ – середнє квадратичне відхилення; $\overset{o}{\Delta} = (\Delta - \overline{\Delta})$ – випадкова похибка.



а) *б*)

Рисунок 1.22

Щільність розподілу для нормального закону має вигляд дзвона. Якщо $\overline{\Delta} \neq 0$ (рис. 1.22, *а*), то крива буде зміщена вправо або вліво від початку осі ординат на значення $\overline{\Delta}$ залежно від знака систематичної складової похибки.

Крива симетрична відносно осі ординат, коли відсутня систематична складова похибки $\overline{\Delta} = 0$.

Значення σ впливає на гостровершинність кривої. Збільшення значення σ (рис. 1.22, *б*) призводить до зменшення гостровершинності, і тому ймовірніша поява великих похибок. І, навпаки, при зменшенні σ зростає ймовірність появи малих похибок і знижується ймовірність появи великих похибок.

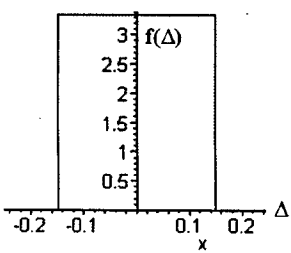


Рисунок 1.23

Рівномірний закон розподілу. Якщо неперервна випадкова похибка набуває значень тільки в межах деякого кінцевого інтервалу від Δ_1 до Δ_2 з постійною щільністю ймовірностей, то закон розподілу називають рівномірним. Його функція розподілу на інтервалі від $(-\infty$ до $\Delta_1)$ дорівнює нулю, на інтервалі від Δ_1 до Δ_2 постійна, а на інтервалі від $(\Delta_2$ до $+\infty)$ знову дорівнює 0. Щільність ймовірностей такого розподілу наведена на рис. 1.23 і записується у вигляді

$$\begin{cases} f(\Delta) = \dfrac{1}{2a} & \text{при } |\Delta| \le a; \\ f(\Delta) = 0 & \text{при } |\Delta| > a. \end{cases}$$

Таким законом розподілу описуються похибки від тертя в опорах електромеханічних вимірювальних перетворювачів, невилучені залишки систематичної складової похибки, похибки дискретизації в цифрових вимірювальних приладах.

Трапецеїдальний закон розподілу. Похибка вимірювання має такий закон розподілу у випадку (рис. 1.24, *а*), коли вона є складовою двох незалежних складових, кожна з яких має рівномірний закон розподілу, але ширина інтервалів рівномірних законів різна. Наприклад, при послідовному з'єднанні двох вимірювальних перетворювачів, один з яких має похибку, рівномірно розподілену в інтервалі $\pm\Delta_1$, а другий – рівномірно розподілену в інтервалі $\pm\Delta_2$. Тоді сумарна похибка вимірювального перетворення буде описуватися трапецеїдальним законом розподілу

$$f(\Delta) = \begin{cases} \dfrac{3}{4a} & \text{при } |\Delta| \le \dfrac{a}{3}; \\ \dfrac{9}{8a}\left(1 - \dfrac{|\Delta|}{a}\right) & \text{при } \dfrac{a}{3} < |\Delta| < a; \\ 0 & \text{при } |\Delta| > a \end{cases}$$

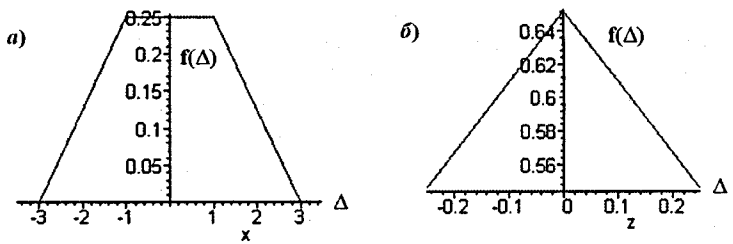


Рисунок 1.24

Розподіл Сімпсона (трикутний закон розподілу). Такий розподіл є окремим випадком трапецеїдального, коли складові похибки мають однакові рівномірні закони розподілу (рис. 1.24, *б*)

$$f(\Delta)=\begin{cases}\dfrac{1}{a^2}\left(a-|\Delta|\right) & \text{при } |\Delta|\le a;\\ 0 & \text{при } |\Delta|>a.\end{cases}$$

Основними числовими характеристиками законів розподілу є математичне сподівання і дисперсія.

Основними числовими характеристиками нормального закону розподілу є математичне сподівання і дисперсія.

Математичне сподівання похибки **вимірювань є невипадковою величиною, відносно якої розсіюються інші значення похибки при повторних вимірюваннях.**

Математичне сподівання характеризує систематичну складову похибки.

Дисперсія похибки **характеризує ступінь розсіювання окремих значень похибки відносно математичного сподівання.**

Чим менша дисперсія, тим точніше виконано вимірювання. Отже, дисперсія може служити характеристикою точності вимірювань.

В зв'язку з тим, що дисперсія виражається в одиницях похибки в квадраті, то як числову характеристику точності вимірювань використовують середнє квадратичне відхилення (квадратний корінь від дисперсії D) з знаком плюс і в одиницях вимірюваної величини

$$\sigma=\sqrt{D}.$$

При проведенні вимірювань необхідно отримати результат з похибкою, що не перевищує допустимого значення. Знання тільки середнього квадратичного відхилення не дозволяє знайти максимальну похибку, що підкреслює обмежені можливості такої числової характеристики похибки, як σ.

Максимальне значення похибки залежить не тільки від σ, але й від виду закону розподілу. Коли розподіл похибки теоретично не обмежений, наприклад, для нормального закону розподілу похибка може бути будь-якою за значенням. В цьому випадку можна говорити тільки про інтервал, за границі якого похибка не виходить з деякою ймовірністю. Цей інтервал називають *довірчим*, а ймовірність, що характеризує його, – *довірчою ймовірністю*.

В практиці вимірювань задають різні значення довірчої ймовірності, наприклад: 0,90; 0,95; 0,98; 0,99; 0,9973; 0,999. Довірчий інтервал і довірчу ймовірність вибирають залежно від конкретних умов вимірювання.

Наприклад, для нормального закону розподілу випадкових похибок з середнім квадратичним відхилення σ часто використовують довірчий інтервал від $+3\sigma$ до -3σ, для якого довірча ймовірність

$P = 0{,}9973$. Така ймовірність означає, що із 370 випадкових похибок тільки одна похибка за абсолютним значенням буде більшою за 3σ. Оскільки в практиці число вимірювань рідко перевищує декілька сотень, поява однієї випадкової похибки, більшої ніж 3σ, малоймовірна. Наявність двох подібних похибок практично неможлива. Тому всі можливі похибки, розподілені за нормальним законом, практично не перевищують за абсолютним значенням 3σ (правило «трьох сигм»).

Композиція законів розподілу

Особливості законів розподілу випадкових похибок вимірювань полягають в їх великій кількості. Дана обставина пояснюється тим, що сумарна похибка засобу вимірювальної техніки є сумою декількох складових. Якщо ці складові розглядати як випадкові величини, то підсумовування складових похибок зводиться до підсумовування випадкових величин. Але під час підсумовування випадкових величин закон їх розподілу суттєво змінює свою форму.

Закон розподілу суми незалежних випадкових величин $p(x) = p(x_1 + x_2)$, що мають відповідні розподіли $p(x_1)$ і $p(x_2)$, називається композицією і представляється інтегралом згортки

$$p(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(z) \cdot p_2(x - z)dz.$$

Зміна форми законів розподілу при їх композиції наведена на рис. 1.25 – рис. 1.26.

Сума двох рівномірно розподілених похибок (рис. 1.25) з шириною розподілу $a > b$ сумарна похибка має розподіл у формі трапеції з верхньою основою $a - b$ і нижньою $a + b$. Таку деформацію легко подати «розмиванням» різко окреслених кінців більш широкого розподілу (шириною a на величину b менш широкого розподілу).

Композицією двох однакових (з шириною a) рівномірних розподілів є трикутний розподіл (розподіл Сімпсона), тому що в даному випадку верхня основа трапеції дорівнює нулю, а нижня – $2 \cdot a$ (рис. 1.25).

Подібно формується композиція рівномірного і трикутного та нормального розподілів (рис. 1.26). Відмінність полягає в тому, що наростання і спадання на кінцях сумісного розподілу проходить по кривій інтегрального нормального розподілу.

Композиція двох нормальних законів розподілу дає нормальний закон.

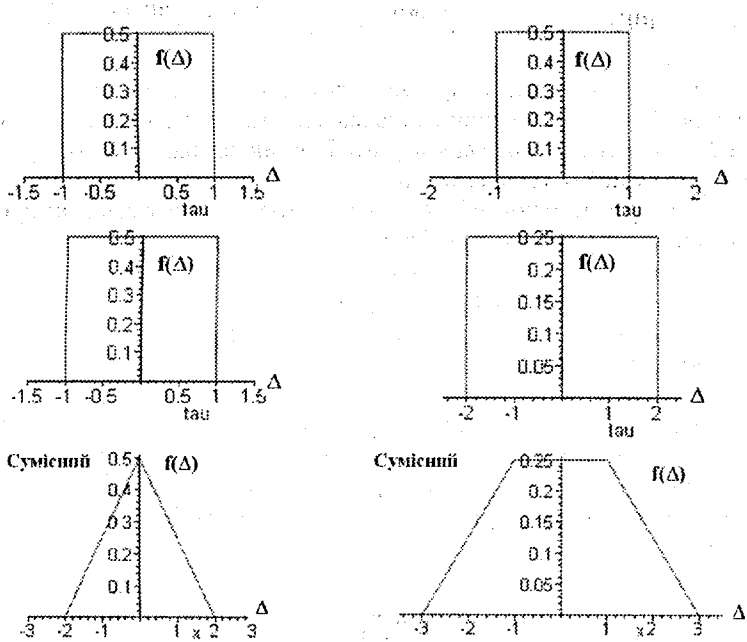


Рисунок 1.25

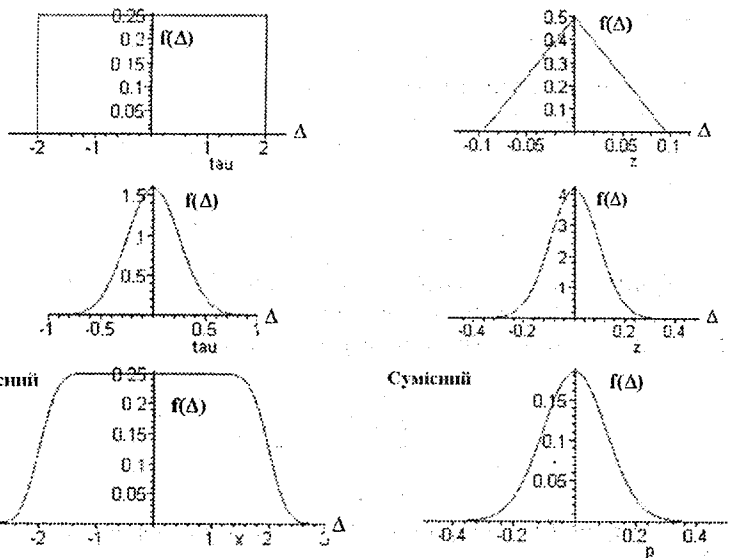


Рисунок 1.26

1.5.4 Оцінювання випадкових похибок прямих вимірювань

Випадкові похибки проявляються при багаторазових вимірюваннях однієї фізичної величини в однакових умовах одним оператором і за допомогою одного і того самого засобу вимірювання. Такі вимірювання прийнято називати рівноточними.

При статистичній обробці результатів багаторазових вимірювань необхідно виконати таку послідовність дій:

1. Провести багаторазові вимірювання і отримати масив $X_1, X_2, \ldots X_n$ вимірювальної інформації;

2. Ввести поправку в результати вимірювань, вилучивши відомі систематичні похибки;

3. Знайти математичне сподівання поправлених результатів спостережень і взяти його за дійсне значення.

Для нормального закону розподілу, а якщо поступитися ефективністю оцінки, то й для всіх симетричних розподілів, за оцінку математичного сподівання ряду рівноточних спостережень беруть середнє арифметичне

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} X_i ; \qquad (1.22)$$

4. Визначити випадкове відхилення.

Різниця

$$\vartheta_i = X_i - \bar{x} \qquad (1.23)$$

є випадковим відхиленням (випадковою абсолютною похибкою) при і-му спостереженні. Вона може бути додатною і від'ємною.

Середнє арифметичне, незалежно від закону розподілу, має такі властивості

$$\sum_{i=1}^{n} \vartheta_i \to 0 \quad \text{і} \quad \sum_{i=1}^{n} \vartheta_i^2 \to \min , \qquad (1.24)$$

які використовуються для перевірки правильності обчислення $\bar{x}$;

5. Обчислити експериментальне середнє квадратичне відхилення (СКВ) результатів вимірювання за формулою Бесселя

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \vartheta_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (X_i - \bar{x})^2}{n-1}} , \qquad (1.25)$$

де X_i – результат і-го вимірювання; $\bar{x}$ – середнє арифметичне n результатів.

Підкреслимо, що для серії n вимірювань однієї й тієї ж величини параметр S характеризує розсіювання результатів багаторазових n вимірювань однієї і тієї ж величини. Оскільки ми обчислюємо середнє арифметичне, необхідне для одержання оцінки σ, то природно взяти його за результат вимірювання. В даному випадку середнє арифметичне залежить від числа вимірювань і є випадковою величиною, яка має деякі дисперсії відносно істинного значення;

6. Визначити середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного за формулою

$$\bar{\sigma}[\bar{x}] = \frac{S}{\sqrt{n}}. \qquad (1.26)$$

Отже, якщо як результат багаторазових вимірювань взяти середнє арифметичне $\bar{x}$, то випадкова похибка (S) зменшується в $\sqrt{n}$ раз порівняно з випадком (рис. 1.27), коли за результат багаторазових вимірювань приймалось будь-яке одне з n спостережень.

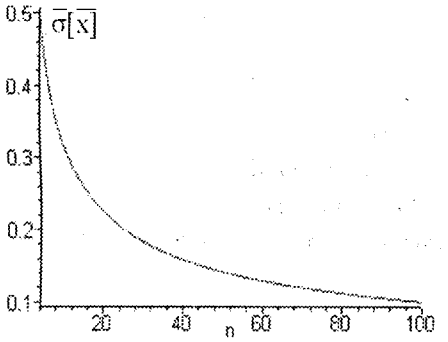


Рисунок 1.27

Тому багаторазові вимірювання з наступним усередненням результатів і прийняттям цього середнього за результат вимірювання є досить ефективним методом зменшення випадкової похибки;

7. Визначити довірчі границі похибки вимірювання, що являють собою верхню й нижню межі, які накривають із заданою ймовірністю похибку вимірювання.

Якщо число вимірювань $n \le 20...30$, то довірчий інтервал випадкової похибки при заданих імовірності P і середньому квадратичному відхиленні $\bar{\sigma}[\bar{x}]$ визначається за формулою Стьюдента

$$\Delta_д = \pm k_t \cdot \bar{\sigma}[\bar{x}],$$

де k_t – коефіцієнт розподілу Стьюдента, який залежить від заданої ймовірності P і числа вимірювань n.

Розглянемо тепер, яку саме довірчу ймовірність необхідно задавати. Як правило, беруть P = 0,95. Якщо вимірювання повторити неможливо, то P = 0,99, а в особливо відповідальних випадках, коли вимірювання, що виконуються, пов'язані із створенням нових еталонів або їхні ре-

зультати можуть суттєво вплинути на здоров'я людини, P = 0,997;

8. Подати результат вимірювання $\bar{x} \pm \Delta_д$; P.

Приклад оцінювання результатів прямих вимірювань

Проведено ряд вимірювань за допомогою вольтметра магнітоелектричної системи. При цьому одержано такі результати: 122; 118; 120; 121; 119; 120 [В]. Визначити середнє значення виміряної напруги, його СКВ. Подати результат, вказавши границі довірчого інтервалу, в який потрапляє похибка вимірювання із заданою ймовірністю P = 0.95 (коефіцієнт Стьюдента дорівнює 2,571).

1. Знайдемо математичне сподівання для ряду вимірювань

$$\bar{u} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} U_i = \frac{122+118+120+121+119+120}{6} = 120\,[В].$$

2. Визначимо випадкові відхилення

$$\vartheta_1 = U_1 - \bar{u} = 122 - 120 = +2\,[В],$$
$$\vartheta_2 = U_2 - \bar{u} = 118 - 120 = -2\,[В],$$
$$\vartheta_3 = U_3 - \bar{u} = 120 - 120 = 0\,[В],$$
$$\vartheta_4 = U_4 - \bar{u} = 121 - 120 = +1\,[В],$$
$$\vartheta_5 = U_5 - \bar{u} = 119 - 120 = -1\,[В],$$
$$\vartheta_6 = U_6 - \bar{u} = 120 - 120 = 0\,[В].$$

3. Перевіримо, чи сума випадкових відхилень дорівнює нулю

$$\sum_{i=1}^{6} \vartheta_i = 0.$$

4. Знайдемо оцінку експериментального середнього квадратичного відхилення

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \vartheta_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{(2)^2 + (-2)^2 + 0 + (1)^2 + (-1)^2 + 0}{6}} = 1{,}41\,[В].$$

5. Визначимо середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного

$$\bar{\sigma}[\bar{u}] = \frac{S}{\sqrt{n}} = \frac{1.41}{\sqrt{6}} = 0{,}575\,[В].$$

6. Знайдемо довірчі границі похибки вимірювання

$$\Delta_д = \pm k_t \cdot \bar{\sigma}[\bar{u}] = \pm 0{,}575 \cdot 2{,}571 = \pm 1{,}48\,[В].$$

7. Представимо результат у відповідності до стандартної форми $\bar{u} \pm \Delta_д$; P

$$U = 120{,}00 \pm 1{,}48\ В;\ P = 0{,}95.$$

1.5.5 Методика оцінювання випадкових похибок опосередкованих вимірювань

Оцінку випадкових похибок опосередкованих вимірювань необхідно здійснювати за такою методикою:

1. Визначити для результатів прямих вимірювань $\bar{x}$ і $\bar{\sigma}[\bar{x}]$;

2. Визначити значення невідомої величини $\bar{q} = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \ldots, \bar{x}_n)$;

3. Визначити «вагу» кожної часткової похибки опосередкованих вимірювань

$$\left.\frac{\partial f}{\partial x_i}\right|_{x_i = \bar{x}_i}; \tag{1.27}$$

4. Обчислити часткові випадкові похибки опосередкованих вимірювань

$$\bar{e}_{\bar{x}_i} = \frac{\partial f}{\partial x_i} \cdot \bar{\sigma}[\bar{x}_i]; \tag{1.28}$$

5. Знайти оцінку СКВ результату опосередкованих вимірювань

$$\bar{\sigma}_{\bar{q}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot \bar{\sigma}^2_{x_i}}; \tag{1.29}$$

6. Знайти (табл. 1.5) коефіцієнт k_t Стьюдента за заданою довірчою ймовірністю P і кількістю вимірювань n.

7. Знайти граничні значення випадкової складової похибки, яку беруть за похибку опосередкованого вимірювання

$$\Delta = \pm k_t \cdot \bar{\sigma}_{\bar{q}};$$

8. Записати результат опосередкованого вимірювання

$$q \pm \Delta, \; P.$$

Таблиця 1.5 – Значення коефіцієнта Стьюдента

n-1	P=0.95	P=0.99	n-1	P=0.95	P=0.99
3	3.182	5.841	16	2.120	2.921
4	2.776	4.604	18	2.101	2.878
5	2.571	4.032	20	2.086	2.845
6	2.447	3.707	22	2.074	2.819
7	2.367	3.500	24	2.064	2.797
8	2.306	3.355	26	2.056	2.779
9	2.262	3.250	28	2.048	2.763
10	2.228	3.169	30	2.043	2.750
12	2.179	3.055	...	...	...
14	2.145	2.977	∞	1.960	2.576

Для визначення похибки результату опосередкованого вимірювання необхідно застосувати такі правила:

1. Якщо результат вимірювання є сумою або різницею двох і більше виміряних величин: $q = x+...+z-(u+...+w)$ і похибки $\Delta x,...,\Delta w$ незалежні і випадкові, то абсолютна похибка результату може бути визначена за формулою

$$\Delta q = \sqrt{(\Delta x)^2 + ... + (\Delta z)^2 + (\Delta u)^2 + ... + (\Delta w)^2}\,.$$

Коли похибки аргументів корельовані, значення Δq може перевищувати отримане за попередньою формулою, але завжди буде задовольняти умову $\Delta q \le \Delta x + ... + \Delta z + \Delta u + ... + \Delta w$;

2. Якщо кінцевий результат вимірювання є добутком або часткою двох і більше виміряних значень:

$$q = \frac{x \cdot ... \cdot z}{u \cdot ... \cdot w}$$

і похибки $\delta x,...,\delta w$ незалежні і випадкові, то відносна похибка результату опосередкованого вимірювання визначається як

$$\delta q = \sqrt{(\delta x)^2 + ... + (\delta z)^2 + (\delta u)^2 + ... + (\delta w)^2}\,;$$

3. Якщо результат опосередкованого вимірювання є функцією однієї величини

$$q = f(x),$$

то похибка результату визначається $\delta q = \left|\frac{dq}{dx}\right| \delta x$;

4. В загальному випадку похибка функції декількох величин

$$q = f(x, y, ..., w),$$

похибки яких незалежні і випадкові, знаходиться як

$$\delta q = \sqrt{\left(\frac{\partial q}{\partial x}\delta x\right)^2 + \left(\frac{\partial q}{\partial y}\delta y\right)^2 + ... + \left(\frac{\partial q}{\partial w}\delta w\right)^2}\,,$$

але сумарна похибка ніколи не перевищить значення

$$\delta q \le \left|\frac{\partial q}{\partial x}\right| \delta x + \left|\frac{\partial q}{\partial y}\right| \delta y + ... + \left|\frac{\partial q}{\partial w}\right| \delta w\,.$$

Приклад оцінювання результатів опосередкованих вимірювань

Визначити результат та СКВ випадкової складової похибки опосередкованого вимірювання потужності $P_o = U^2/R$ за даними прямих вимірювань напруги та опору з незалежними випадковими похибками, що

розподілені за нормальним законом:

$$U = (1{,}00 \pm 0{,}01)\ \text{В};\ P = 0{,}99;$$

$$R = (10{,}0 \pm 0{,}10)\ \text{Ом};\ P = 0{,}997.$$

Записати результат згідно зі стандартною формою, вказавши довірчий інтервал, в який потрапить похибка результату опосередкованого вимірювання із встановленою ймовірністю P = 0,99.

1. Знайти значення математичного сподівання потужності

$$P_o = \frac{U^2}{R} = \frac{1{,}00}{10{,}0} = 0{,}1\ (\text{Вт}).$$

2. Визначити СКВ результату опосередкованого вимірювання потужності

$$\sigma_P = \sqrt{\left(\frac{\partial P_o}{\partial U}\right)^2 \sigma_U^{-2} + \left(\frac{\partial P_o}{\partial R}\right)^2 \sigma_R^{-2}} = \sqrt{\left(\frac{2U}{R}\right)^2 \sigma_U^{-2} + \left(-\frac{U^2}{R^2}\right)^2 \sigma_R^{-2}}.$$

За значеннями нормованої функції Лапласа $\Phi(z) = P/2$ (табл. 1.6) знайти значення z та визначити СКВ результатів прямих вимірювань напруги $\bar{\sigma}_U$ і опору $\bar{\sigma}_R$. Для

$$\Phi(z_U) = \frac{P}{2} = \frac{0{,}99}{2} = 0{,}485 \Rightarrow z_U = 2{,}2;\ \bar{\sigma}_U = \frac{\Delta_U}{z_U} = \frac{0{,}01}{2{,}2} = 0{,}0045\ (\text{В});$$

$$\Phi(z_R) = \frac{P}{2} = \frac{0{,}997}{2} = 0{,}499 \Rightarrow z_R = 3{,}1;\ \bar{\sigma}_U = \frac{\Delta_R}{z_R} = \frac{0{,}1}{3{,}1} = 0{,}03\ (\text{Ом}).$$

Таблиця 1.6 – Значення нормованої функції Лапласа

Z	Φ(z)	z	Φ(z)	Z	Φ(z)	Z	Φ(z)
0,0	0,00000	1,0	0,34134	2,0	0,47725	3,0	0,49865
0,1	0,03983	1,1	0,36433	2,1	0,48214	3,1	0,49903
0,2	0,07926	1,2	0,38493	2,2	0,48610	3,2	0,49931
0,3	0,11791	1,3	0,40320	2,3	0,48928	3,3	0,49952
0,4	0,15542	1,4	0,41924	2,4	0,49180	3,4	0,49966
0,5	0,19146	1,5	0,43319	2,5	0,49379	3,5	0,49977
0,6	0,22257	1,6	0,44520	2,6	0,49534	3,6	0,49984
0,7	0,25804	1,7	0,45543	2,7	0,49653	3,7	0,49989
0,8	0,28814	1,8	0,46407	2,8	0,49744	3,8	0,49993
0,9	0,31594	1,9	0,47128	2,9	0,49813	3,9	0,49995

Значення СКВ опосередкованого вимірювання потужності складає

$$\bar{\sigma}_P = \sqrt{\left(\frac{2U}{R}\right)^2 \sigma_U^{-2} + \left(-\frac{U^2}{R^2}\right)^2 \sigma_R^{-2}} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{2}{10}\right)^2 \cdot (0{,}0045)^2 + \left(-\frac{1}{10^2}\right)^2 \cdot (0{,}03)^2} \approx 3 \cdot 10^{-3} \text{ (Вт)};$$

3. Визначити границі довірчого інтервалу для заданої ймовірності P = 0,99. Для значення нормованої функції

$$\Phi(z_p) = \frac{P}{2} = \frac{0{,}99}{2} = 0{,}485,$$

з табл. 1.2 значення $z_p = 2{,}2$.

Тоді границі довірчого інтервалу становлять

$$\Delta_p = \pm z_p \cdot \overline{\sigma_p} = \pm 2{,}2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 0{,}0066 \text{ (Вт)};$$

4. Результат опосередкованого вимірювання потужності

$$P_o = (0{,}1000 \pm 0{,}0066) \text{ Вт}; P = 0{,}99.$$

Контрольні питання та завдання

1. Дайте поняття абсолютної похибки вимірювання.

2. Що являє собою дійсне значення фізичної величини?

3. Які Ви знаєте шляхи експериментального визначення дійсного значення фізичної величини?

4. Як визначити поправку?

5. Дайте поняття відносної похибки.

6. Дайте поняття точності вимірювань.

7. Як визначають абсолютну і відносну похибки моделі?

8. Наведіть класифікацію систематичних похибок за двома найбільш характерними ознаками. Наведіть приклади.

9. Які Ви знаєте методи вилучення систематичних похибок? Розкрийте суть методу дворазових спостережень.

10. Які Ви знаєте методи вилучення систематичних похибок? Розкрийте суть методу поправок.

11. Наведіть приклад побудови кривої поправок.

12. Які Ви знаєте методи вилучення систематичних похибок? Розкрийте суть методу рандомізації.

13. Наведіть приклади постійних, прогресивних і періодичних похибок.

14. Наведіть аналітичне та графічне подання нормального закону розподілу.

15. Як впливають на форму нормального закону розподілу систематична складова похибки і середнє квадратичне відхилення?

16. Що таке довірчий інтервал і як він визначається?

17. Чому для оцінки випадкових похибок необхідно виконати багаторазові вимірювання?

18. Як визначити математичне сподівання випадкової похибки і, яку складову похибки вимірювання воно характеризує?

19. Що являє собою випадкове відхилення і як воно визначається?

20. Наведіть формулу Бесселя для оцінки експериментального середнього квадратичного відхилення.
21. Як визначити середнє квадратичне відхилення середнього арифметичного?
22. Покажіть, що багаторазові вимірювання з наступним усередненням результатів є досить ефективним методом зменшення випадкових похибок.
23. Як визначити довірчий інтервал для розподілу Стьюдента?
24. Як визначити довірчий інтервал для нормального закону розподілу випадкових похибок?
25. Що таке композиція законів розподілу? Наведіть приклади композиції найбільш поширених законів розподілу випадкових похибок.
26. Наведіть методику оцінювання випадкових похибок прямих вимірювань.
27. Наведіть методику оцінювання випадкових похибок опосередкованих вимірювань.
28. В результаті багаторазових вимірювань напруги отримано такий ряд спостережень: 12,0; 11,9; 12,1; 12,0; 12,2; 11,8; 12,0; 11,7; 12,3; 12,0 [В], похибка яких розподілена за нормальним законом. Визначити середнє значення виміряної напруги, його СКВ. Навести результат, вказавши границі довірчого інтервалу, в який попадає похибка вимірювання.
29. В результаті багаторазових вимірювань отримано ряд спостережень напруги: 120; 121; 119; 120; 118; 122 [В]. Визначити середнє значення виміряної напруги, його СКВ. Навести результат, вказавши границі довірчого інтервалу, в який попадає похибка вимірювання із встановленою довірчою ймовірністю P = 0,95 (коефіцієнт Стьюдента $k_t = 2{,}51$).
30. Під час повірки мілівольтметра магнітоелектричної системи з верхньою межею вимірювання 500 [мВ] в оцифрованих відмітках шкали {100; 200; 300; 400; 500 [мВ]} отримано відповідні покази цифрового вольтметра: 98; 197; 305; 404; 498 [мВ]. Визначити поправку і точність вимірювання у кожній оцифрованій відмітці шкали. Побудувати криві поправок і точності вимірювань для всіх оцифрованих відміток шкали.
31. Проведено перевірку амперметра у таких оцифрованих поділках шкали 100; 200; 300; 400; 500 [А] отримано відповідні покази зразкового приладу 97; 202; 305; 402; 498 А. Визначити абсолютну і відносну похибки у кожній точці, що перевіряється. Побудувати залежності абсолютної і відносної похибок від оцифрованих відміток шкали.
32. Вольтметр має рівномірну шкалу з верхньою межею вимірювання 100 В, яка містить 50 поділок. Під час вимірювання стрілка вольтметра зупинилася на 40-вій поділці шкали. Дійсне значення виміряної напруги 80,2 В. Визначити значення напруги, яке покаже вольтметр. Оцінити абсолютну похибку і поправку, відносну похибку і точність, ціну поділки та чутливість, зведену похибку.

1.6 Невизначеність вимірювань

Теорія похибок, що сформована на основі теоретичних та експериментальних досліджень, широко використовується у вітчизняній метрологічній практиці. Однак, починаючи з 70-х років минулого століття в міжнародному співтоваристві метрологів починаються дискусії про доцільність переходу до нового показника оцінки точності вимірювань.

Це, по-перше, було обумовлено тим, що з філософської точки зору істинне значення вимірюваної величини не піддається пізнанню і, у зв'язку з цим, поняття похибки вимірювання як відхилення результату вимірювань від істинного значення вимірюваної величини втрачає сенс.

Другою причиною є поява нових нетрадиційних об'єктів вимірювання при поширенні сфери вимірювання в аналітичну хімію, психологію, соціологію, педагогіку, медицину тощо, де не може йти мова навіть про дійсне значення.

Для розв'язання цієї проблеми було створено спеціальну робочу групу, до якої увійшли національні метрологічні інститути 32 держав та 7 міжнародних організацій. Як результат, у 1993 році з'явився документ, підготовлений міжнародною організацією стандартизації ISO «Guide to Expression of Uncertainty in Measurement» («Керівництво з подання невизначеності вимірювань»). Відразу після видання цей документ набув статусу неформального міжнародного стандарту, який привніс злагодженість у всі, так звані, лабораторні та технічні вимірювання при оцінюванні їхньої точності.

У вітчизняній метрологічній практиці обидва підходи оцінювання точності вимірювання (похибка і невизначеність) рівноправні, але з прийняттям міжнародного стандарту ISO/IEC 17025:1999, що висуває вимоги до компетентності випробувальних та калібрувальних лабораторій, використання невизначеності для оцінювання результатів є обов'язковим.

Слід відзначити, що термін «**невизначеність**» (російською «**неопределенность**») не зовсім відповідає дійсному сенсу англійського слова **uncertainty**. Тут більше підходить термін «непевність», бо результат маємо, тобто визначилися, але з деякою певністю. Але на теперішній час узаконеним є термін «невизначеність», то в подальшому ми і будемо його використовувати.

Протиставлення концепції невизначеності концепції похибок не має під собою ніяких підстав. Оскільки точність вимірювання характеризується близькістю результату до істинного значення, то при будь-якому підході все одно оцінюється різниця і розходження між цими величинами. Відмінність лише в тому, що при концепції похибки розгля-

дається можливе розсіяння результатів відносно «**фіксованого**» істинного значення, в той же час при концепції невизначеності розглядається розсіювання можливих значень (виходячи з фізико-хімічних властивостей явища) вимірюваної величини відносно **отриманого** результату. Все одно, інформативною є довжина відрізку між результатом і істинним значенням, яка є випадковою величиною, і при обчисленні дисперсії цієї величини несуттєво, який кінець відрізка є зафіксованим, а який змінюється випадковим чином.

Введення поняття «**невизначеність вимірювання**» викликано необхідністю однаково розуміти широкий спектр результатів вимірювання в науці, інженерії, комерції, індустрії і ін. В умовах глобалізації ринку межа оцінювання і подання невизначеності має бути єдиним, що дозволить порівнювати результати вимірювань, які проводяться у різних країнах.

1.6.1 Джерела та складові невизначеності

Згідно з [С1М] *невизначеність* – це параметр, який пов'язаний з результатом вимірювання, що характеризує розкид значень, які б могли бути обґрунтовано приписані вимірюваній величині.

Допускається, що результат вимірювання після корекції різних систематичних ефектів залишається лише оцінкою вимірюваної величини з невизначеністю, яка обумовлена лише випадковими ефектами під час вимірювання.

Існує багато джерел невизначеності вимірювання, а саме:

– недосконаліть визначення вимірюваної величини;

– недостатня інформація про вплив параметрів навколишнього середовища на вимірювання або недосконаліть вимірювання в певних умовах навколишнього середовища;

– недосконаліть методу вимірювання;

– обмежений об'єм експериментальних даних;

– обмежена розрізнювальна здатність;

– неточні значення еталонів та стандартних зразків;

– неточні значення констант та інших параметрів, отриманих від зовнішніх джерел.

Вказані джерела невизначеності не обов'язково мають бути незалежними.

Компоненти невизначеності розподілено за методом оцінювання на дві категорії:

– за типом А;

– за типом В.

Ці категорії не можна замінити також словами випадкові та систематичні.

Метою введення невизначеності за типом А і за типом В є необхідність показати два різні способи оцінювання компонентів.

До категорії А відносяться складові, які оцінюються шляхом застосування статистичних методів.

До категорії В відносяться складові, які оцінюються іншим (не статистичним) способом. Це можуть бути довідкові дані, результати попередніх вимірювань, значення еталонів, отриманих при калібруванні і под.

Основною складовою при оцінюванні невизначеності вимірювання є **стандартна невизначеність**, яка подається як середньоквадратичне відхилення. Стандартна невизначеність за типом А, u_A, розраховується з серії послідовних дослідів вимірюваної величини

$$u_A(\bar{x}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)}\sum_{k=1}^{n}(x_k - \bar{x})^2}\,, \qquad (1.30)$$

де $\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} x_k$ – середнє значення з результатів багаторазових вимірювань.

Для складових невизначеності, які отримані з оцінювання за типом **В**, стандартна невизначеність $u_B(x)$ обчислюється через верхню та нижню межі $[a_-; a_+]$ допустимого розподілу можливих відхилень величини x_i.

Якщо немає інформації про розподіл, використовують характеристики рівномірного (прямокутного) розподілу. Тоді

$$u(x_i) = \frac{a_+ - a_-}{2\sqrt{3}} = \frac{a}{\sqrt{3}}.$$

Приписування рівномірного розподілу не завжди виправдане. Бувають випадки, коли біля межі інтервалу ймовірність завжди менша. Наприклад, відхиленням об'єму мірної колби від її номінального значення. В цьому випадку треба виходити з трикутного закону розподілу і

$$u_B(x_i) = \frac{a}{\sqrt{6}}.$$

Якщо ймовірність величини, значення якої не було отримане шляхом обробки даних, а було взято з попередніх досліджень чи з літературних джерел або нормативних документів, може бути описана нормальним розподілом (розподілом Гаусса), для якого а є половиною ширини інтервалу з рівнем довіри 99,73%, то

$$u_B(x_i) = \frac{a}{\sqrt{9}}.$$

Вимірювана (вихідна) величина Y функціонально пов'язана з цілим рядом так званих вхідних величин $X_1, X_2, ..., X_n$ як такі можуть бути як безпосередньо вимірювані величини, так і величини, які впливають на результат вимірювання (параметри навколишнього середовища, напруга живлення, параметри зовнішніх магнітних або статичних полів і т. ін.). Цей зв'язок записується рівнянням вимірювання, але у загальному випадку має вигляд

$$Y = f(X_1, X_2, ..., X_n).$$

Оцінку вимірюваної величини Y, яку позначають y, отримують, виходячи з цього рівняння, використовуючи вхідні оцінки $x_1, x_2, ..., x_n$ значень величин $X_1, X_2, ..., X_n$. Таким чином, для результату вимірювання можна записати

$$y = f(x_1, x_2, ..., x_n).$$

Як вже зазначалося, з результатом вимірювання пов'язують невизначеність, що характеризує його точність.

Оцінене стандартне відхилення, яке пов'язане з результатом вимірювання y, називають **сумарною стандартною невизначеністю** $u_C(y)$, що включає в себе стандартні невизначеності $u(x_i)$ оцінок x_i всіх вхідних величин. Кожну вхідну оцінку x_i і пов'язану з нею стандартну невизначеність $u_C(x_i)$ отримують із розподілу можливих значень вхідної величини X_i. Сумарну стандартну невизначеність отримують шляхом додавання складових стандартних невизначеностей, які були оцінені за типом **A**, або за типом **B**, використовуючи звичайний метод додавання або об'єднання стандартних відхилень. При цьому треба враховувати вклад кожної складової в сумарну невизначеність, а також наявність лінійного стохастичного зв'язку між вхідними величинами X_i та X_j (кореляція).

Вхідні величини некорельовані

Дві випадкові величини вважаються незалежними, якщо ймовірність появи однієї з них не залежить від значення другої, тобто для таких величин сумісний розподіл ймовірностей є добутком їх індивідуальних розподілів ймовірностей.

У випадку відсутності кореляції між вхідними величинами, тобто при їх лінійній незалежності сумарна стандартна невизначеність $u_C(y)$ визначається як

$$u_C(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u(\overline{x_i})}, \qquad (1.31)$$

де $y = f(x_1, x_2, ..., x_n)$.

Вираз (1.31) є апроксимацією рядом Тейлора першого порядку рівняння вимірювання $Y = f(X_1, X_2, ..., X_n)$ і являє собою **закон розповсюдження невизначеності.**

Частинні похідні $c_i = \partial f / \partial x_i$, отримані з рівняння вимірювання при $X_i = x_i$, називають **коефіцієнтами чутливості**, які показують, як вихідна оцінка y змінюється зі зміною вхідної оцінки x_i. Якщо ця зміна обумовлена стандартною невизначеністю оцінки x_i, то відповідна зміна у буде $(\partial f / \partial x_i) \cdot u(x_i)$, тобто коефіцієнт c_i показує, який внесок в невизначеність результату у вносить невизначеність вхідної величини x_i.

Вхідні величини корельовані

Коли вхідні величини корельовані, то необхідно до сумарної стандартної невизначеності ввести складові, які враховують наявність лінійного стохастичного зв'язку між вхідними величинами X_i та X_j.

При наявності кореляції перш за все оцінюється **коефіцієнт кореляції**

$$r(\overline{x_i}, \overline{x_j}) = u(\overline{x_i}, \overline{x_j}) / (u(\overline{x_i}) \cdot u(\overline{x_j})),$$

де $u(\overline{x_i}, \overline{x_j}) = u(\overline{x_j}, \overline{x_i}) = \dfrac{1}{n(n-1)} \sum_{k=1}^{m} (x_{ik} - \overline{x_i}) \sum_{k=1}^{m} (x_{jk} - \overline{x_j})$ – оцінка стандартної коваріації.

З врахуванням виразу (1.31) для оцінки стандартної невизначеності отримаємо

$$r(\overline{x_i}, \overline{x_j}) = \frac{\sum_{k=1}^{m} (x_{ik} - \overline{x_i})(x_{jk} - \overline{x_j})}{\left[\sum_{k=1}^{m} (x_{ik} - \overline{x_i})^2 \sum_{k=1}^{m} (x_{jk} - \overline{x_j})^2 \right]^{1/2}}, \quad -1 \le r(\overline{x_i}, \overline{x_j}) \le +1.$$

При суттєвості отриманої оцінки кореляції сумарна стандартна невизначеність запишеться як

$$u_C(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} c_i^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{m} c_i c_j u(\overline{x_i}) u(\overline{x_j}) r(\overline{x_i}, \overline{x_j})}.$$

1.6.2 Розширена невизначеність

В деяких випадках, наприклад в торгівлі, промисловості та регулювальних актах, а також у сфері здоров'я людини та безпеки її життєдіяльності необхідно мати міру невизначеності, яка вказує інтервал для

результату вимірювання, в межах якого, можна сподіватись, знаходиться більша частина розподілу значень, які можна з достатнім обґрунтуванням приписати вимірюваній величині.

Ця інтегральна міра невизначеності носить назву розширена невизначеність і її позначають символом U.

Розширену невизначеність отримують шляхом домноження стандартної сумарної невизначеності вихідної величини на *коефіцієнт охоплення* (фактор покриття), який відповідає заданому рівню довіри P

$$U = k_p u_C c(y).$$

При виборі значення коефіцієнта охоплення k необхідно враховувати:

– необхідний рівень вірогідності;

– будь-яку інформацію про передбачуваний розподіл;

– інформацію про кількість дослідів, які були проведені для оцінення випадкових ефектів.

У більшості випадків можна вибирати $k = 2$. Але значення k необхідно уточнювати. Коли сумарна стандартна невизначеність оцінювалася при кількості ступенів свободи для більш суттєвої вхідної величини менше шести, значення k має дорівнювати значенню критерію Стьюдента (t-критерію) при кількості ступенів свободи найбільш суттєвої вхідної величини при рівні довіри, що як правило, дорівнює 95%.

Якщо оцінка вхідної величини x_i береться зі специфікації виробника, свідоцтва про повірку, довідника або іншого джерела, то кількість ступенів свободи для стандартної невизначеності за типом **B** береться рівною нескінченності.

Для більш точного визначення коефіцієнта охоплення користуються апроксимацією розподілу сумарної стандартної невизначеності t-розподілом для кількості ефективних ступенів свободи

$$U_{eff} = \left[\sum_{i=1}^{n} u_C^2(y)\right]^2 \Big/ \left[\sum_{i=1}^{n} u^4(\overline{x_i}) \Big/ U_i\right]^2.$$

Необхідно відзначити, що коли одна з складових $u(x_i)$ сумарної стандартної невизначеності була оцінена за типом **B**, то з достатньою для практики точністю можна вибирати $k = 2$ для $P = 0{,}95$.

Таким чином знайдена розширена невизначеність $U = k_p u_C c(y)$ забезпечує інтервал $Y = y \pm U$, який включає, як можна сподіватись з ймовірністю P, більшу частину розподілу значень, що можна з достатньою обґрунтованістю приписати величині Y, тобто $y - U \le Y \le y + U$ з ймовірністю P.

1.6.3 Приклад оцінювання невизначеності результатів прямих одноразових вимірювань

Сумарна стандартна невизначеність результатів прямих одноразових вимірювань оцінюється за типом **В**. Для цього необхідно апріорно знати значення всіх складових невизначеності, що були визначені раніше, до проведення вимірювання.

Проводиться вимірювання напруги постійного струму цифровим вольтметром В7-37. Отримали такий результат: $V_x = 1{,}347$ В.

1 Аналіз умов проведення вимірювань.

1.1 Проводилися в лабораторії при температурі навколишнього повітря +25 °С.

1.2 Вимірювання проводили при повній шкалі приладу $V_k = 2$ В.

1.3 Робочі умови застосування приладу +5 °С … +40 °С.

1.4 Крок квантування значень аналогового сигналу (напруги) складає одиницю молодшого розряду $q = 1$ мВ.

1.5 Граничне значення основної відносної похибки приладу при вимірюванні постійної напруги на піддіапазоні 2 В визначається за формулою

$$\delta = \pm\left[0{,}25 + 0{,}2\left(\frac{V_k}{V_x} - 1\right)\right]\%.$$

1.6 Межа додаткової похибки приладу при відхиленні температури навколишнього середовища від нормальної (20 °С) не перевищує в робочих умовах граничного значення основної похибки на 10 °С зміни температури.

2 Оцінка складових $u_i(V) = c_i u(x_i)$ сумарної невизначеності вимірювання напруги

2.1 Складова невизначеності результату, що обумовлена конструктивними властивостями вольтметра оцінюється через основну похибку при допущенні рівномірного закону розподілу можливих її значень у певних границях. Оскільки $V_k = 2$ В, а $V_x = 1{,}347$ В, то відносна похибка отриманого результату буде

$$\delta = \pm\left[0{,}25 + 0{,}2\left(\frac{2}{1{,}347} - 1\right)\right] = \pm 0{,}347\,\%.$$

Тоді граничні значення, в яких знаходяться можливі абсолютні значення похибки, будуть

$$\Delta = \delta \cdot \frac{V_x}{100\%} = \pm 0{,}00347 \cdot 1{,}347 = \pm 0{,}00467 \text{ В}.$$

Таким чином, невизначеність, яка обумовлена основною похибкою вимірювання, дорівнює

$$u(\delta) = |\Delta| / \sqrt{3} = 0{,}00467 / 1{,}732 = 0{,}0027 \text{ В}.$$

2.2 Невизначеність, обумовлена відхиленням температури від нормальної

Оскільки вимірювання проводилися при температурі +25 °С, то додаткова невизначеність буде дорівнювати

$$u(\Delta t) = \frac{25 - 20}{\sqrt{3}} u(\delta) = 0{,}00135 \text{ В}.$$

2.3 Невизначеність, обумовлена квантуванням, тобто подання неперервної шкали значень напруги за допомогою деякого дискретного ряду, різниця між сусідніми значеннями якого складає одиниці молодшого розряду відлікового пристрою вольтметра

Беремо рівномірний закон розподілу можливих значень напруги між сусідніми відліками вольтметра (які відрізняються на одиницю молодшого розряду)

$$u(q) = \frac{0{,}001}{2\sqrt{3}} = 0{,}00029 \text{ В}.$$

3 Сумарна стандартна невизначеність результату буде

$$u_C(V) = \sqrt{u^2(\delta) + u^2(\Delta t) + u^2(q)}.$$

Коефіцієнти чутливості $c_i = 1$, бо внесок кожної складової невизначеності однаковий

$$u_C(V) = \sqrt{(0{,}0027)^2 + (0{,}00135)^2 + (0{,}00029)^2} = 0{,}0032 \text{ В}.$$

4 При рівні довіри $P = 0{,}95$, допускаючи, що можливі результати вимірювання розподілені за нормальним законом, знайдемо розширену невизначеність

$$U = k_p uc(V) = 2 \cdot 0{,}0032 = 0{,}0064 \text{ В},$$

оскільки для нормального закону при $P = 0{,}95$ – $k_p = 2$.

5 Запишемо результат вимірювання у вигляді

$$V = 1{,}347 \pm 0{,}006 \text{ В}, \; P = 0{,}95,$$

або $1{,}341 \text{ В} \le V \le 1{,}453 \text{ В}, \; P = 0{,}95$.

1.6.4 Послідовність оцінювання результату прямих багаторазових вимірювань

1. Виходячи з ряду n результатів вимірювання однієї і тієї ж величини $x_1, x_2, ..., x_n$, знаходять оцінку значення вимірюваної величини

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i .$$

2. Знаходять вибіркове середньоквадратичне відхилення

$$S = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2} . \qquad (1.32)$$

3. Знаходять стандартну невизначеність за типом **А**

$$u_A(\bar{x}) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2} = \frac{S}{\sqrt{n}} . \qquad (1.33)$$

4. Обчислюють характеристики невилученої систематичної похибки результату вимірювання. До неї належать методична похибка, похибка від взаємодії з об'єктом вимірювання, складові похибки засобу вимірювання. Постійні похибки вилучають, коригуючи середнє арифметичне. Залишкові похибки корекції входять до загальної невизначеності результату вимірювання. Усі ці складові належать до компонентів за типом **В**. Для визначення стандартної невизначеності за типом **В** $u_B(\bar{x})$ використовуються, в загальному випадку, граничні значення Δ_i невилучених похибок, тобто

$$u(\bar{x}) = \frac{1}{\sqrt{3}}\sqrt{\sum_{i=1}^{m}\Delta_i^2} ,$$

де m – кількість складових похибки.

5. Об'єднують стандартні невизначеності за типом **А** і **В**

$$u_C(\bar{x}) = \sqrt{u_A(\bar{x})^2 + u_B(\bar{x})^2} .$$

Приклад оцінювання невизначеності вимірювань

Проводилось вимірювання напруги вольтметром класу точності 0,2 з кінцевим значенням діапазону вимірювань $x_н = 30$ В. Додаткова похибка вольтметра не перевищує його основну похибку.

Внутрішній опір вольтметра $R_V \geq 500$ кОм. Опір навантаження $R_н \geq 1$ кОм, опір кола $R_н \geq 100$ кОм.

Проведено n = 38 вимірювань, отримані результати x_i і було обчислено середнє значення $\bar{x} = 17{,}803$ та, згідно з (1.32), вибіркове середньоквадратичне відхилення $S = 0{,}091$ В.

З (1.33) знаходимо стандартне відхилення результату за типом **А**

$$u_A(\bar{x}) = \frac{0{,}091\ \text{В}}{\sqrt{38}} = 0{,}015\ \text{В}.$$

Відносна похибка взаємодії вольтметра з об'єктом розраховується за формулою

$$\delta_B = \frac{V' - V}{V} \cdot 100\ \%,$$

де V – спад напруги на навантаженні R_H без підключення вольтметра; V' – спад напруги на навантаженні після підключення вольтметра

$$V = E \cdot \frac{R_H}{R_H + R_K};\quad V' = E \cdot \frac{R_H \cdot R_V}{R_H \cdot R_K + R_K \cdot R_V + R_H \cdot R_V}.$$

З урахуванням цих виразів будемо мати

$$\delta_B = -\frac{R_H \cdot R_K}{R_H \cdot R_K + R_K \cdot R_V + R_H \cdot R_V}.$$

Після підстановки значень опорів R_K, R_H і R_V отримуємо $\delta_B = -0{,}018\ \%$.

Для результату вимірювання $\bar{x}$ абсолютне значення похибки від підключення вольтметра буде

$$\Delta_B = \delta_B \cdot \bar{x} = -0{,}00018 \cdot 17{,}803\ \text{В} = -0{,}003\ \text{В}.$$

Цю систематичну похибку можна вилучити за допомогою поправки

$$a = -\Delta_B = 0{,}003\ \text{В}.$$

Тоді поправлений результат буде дорівнювати

$$\bar{x}_{\text{ВИП}} = \bar{x} + a = 17{,}803 + 0{,}003 = 17{,}806\ \text{В}.$$

Оскільки вольтметр має клас точності 0,2, то основна відносна похибка визначається з виразу

$$\gamma = \pm\frac{\Delta_0}{x_H} = 0{,}2\ \%.$$

Звідки абсолютна основна похибка $\Delta_0 = \pm 0{,}2 \cdot 10^{-2} \cdot 30\ \text{В} = \pm\ 0{,}06\ \text{В}$.

Додаткова похибка $\Delta_Д$ дорівнює основній, тобто $\Delta_Д = \Delta_0 = \pm 0{,}06\ \text{В}$.

Вилучена похибка від взаємодії мала відносно решти похибок, тому невизначеність від її оцінки можна не враховувати. Тоді стандартна невизначеність компонентів категорії **В**

$$u_B(\bar{x}) = \frac{1}{\sqrt{3}}\sqrt{\Delta_0{}^2 + \Delta_C{}^2} = 0{,}0490\ \text{В},$$

а сумарна невизначеність отриманого результату

$$u_C = \sqrt{(0{,}015)^2 + (0{,}0490)^2} = 0{,}0512 \text{ В}.$$

Подання результату із стандартною невизначеністю

$$x = 17{,}81 \text{ В}; \; u = 0{,}05 \text{ В}.$$

При поданні результату з розширеною невизначеністю треба врахувати, що до сумарної стандартної невизначеності входить складова з категорії **В**. Тому для P = 0,95 беремо коефіцієнт охоплення $K_{0,95} = 2$ і

$$U = 2 \cdot 0{,}05 = 0{,}10 \text{ В}.$$

Результат записується як $x = (17{,}81 \pm 0{,}10)$ В; P = 0,95.

1.6.5 Приклад оцінювання активної та реактивної складової опору при наявності кореляції між вхідними величинами

Вимірювальна проблема

Активний опір R та реактивний опір X елемента електричного кола визначається шляхом вимірювання амплітуди V різниці потенціалів, що змінюється за синусоїдальним законом, між його крайніми точками, амплітуди I змінного струму, що протікає через цей елемент, та кута зсуву фаз φ змінної різниці потенціалів відносно до змінного струму. Вимірювання проводяться одночасно. Допускається, що суттєво впливають випадкові величини.

Таким чином, маємо три вхідні величини – V, I та φ і дві вихідні величини – R та X.

Математична модель та вихідні дані

Вихідні величини пов'язані з вхідними законом Ома

$$R = (V / I) \cos \varphi; \; X = (V / I) \sin \varphi.$$

Допустимо, що по п'ять незалежних одночасних результатів вимірювання вхідних величин V, I та φ було отримано в однакових умовах (табл. 1.7).

Таблиця 1.7 – Вихідні дані

Номер результату k	Вхідні величини		
	V (В)	I (мА)	φ (рад)
1	5,007	19,663	1,0456
2	4,994	19,639	1,0438
3	5,005	19,640	1,0468
4	4,990	19,685	1,0428
5	4,999	19,678	1,0433
Середнє арифметичне	$\overline{V} = 4{,}9990$	$\overline{I} = 19{,}6610$	$\overline{\varphi} = 1{,}04446$
Експериментальна стандартна невизначеність середнього	$U(\overline{V}) = 0{,}0032$	$U(\overline{I}) = 0.0095$	$U(\overline{\varphi}) = 0{,}00075$

В табл. 1.7 $\overline{x}=\frac{1}{5}\sum_{k=1}^{5}x_k$; $U(\overline{x})=\sqrt{\frac{1}{5\cdot(5-1)}\sum_{k=1}^{5}(x_k-\overline{x})^2}$; x_k приймає значення V_k, I_k або φ_k.

Виходячи з обчислених середніх значень результатів вимірювання кожної фізичної величини знайдемо

$$\overline{R}=\frac{\overline{V}}{\overline{I}}\cdot\cos\overline{\varphi}=127{,}73217\ \text{Ом};$$

$$\overline{X}=\frac{\overline{V}}{\overline{I}}\cdot\sin\overline{\varphi}=219{,}84651\ \text{Ом}.$$

Оцінювання сумарної стандартної невизначеності

Оскільки середні $\overline{V}$, $\overline{I}$ та $\overline{\varphi}$ отримані з одночасових дослідів, вони можуть бути корельованими. Треба оцінити відповідні коефіцієнти кореляції та, при їх суттєвості, врахувати при обчисленні невизначеності результату.

Значення експериментальної коваріації обчислюють з рівнянь

$$u(\overline{x}_i,\overline{x}_j)=S(\overline{x}_i,\overline{x}_j)=\frac{1}{n\cdot(n-1)}\sum_{k=1}^{n}(x_{ik}-\overline{x}_i)\cdot(x_{jk}-\overline{x}_j).$$

Після підстановки знайдених значень отримуємо

$$u(\overline{V},\overline{I})=-1{,}08\cdot10^{-8}\ \text{В}\cdot\text{А};$$

$$u(\overline{V},\overline{\varphi})=2{,}07\cdot10^{-6}\ \text{В}\cdot\text{рад};$$

$$u(\overline{I},\overline{\varphi})=-4{,}6\cdot10^{-9}\ \text{А}\cdot\text{рад}.$$

Коефіцієнти кореляції отримано з рівнянь

$$r(\overline{x}_i,\overline{x}_j)=\frac{u(\overline{x}_i,\overline{x}_j)}{u(\overline{x}_i)\cdot u(\overline{x}_j)};\ r(\overline{V},\overline{I})=-0{,}36;\ r(\overline{V},\overline{\varphi})=0{,}86;\ r(\overline{I},\overline{\varphi})=-0{,}65.$$

Вирази для оцінки сумарної невизначеності з урахуванням кореляції запишуться як

$$u_c(R)=\sqrt{\left(\frac{\partial R}{\partial V}\right)^2\cdot u^2(\overline{V})+\left(\frac{\partial R}{\partial I}\right)^2\cdot u^2(\overline{I})+\left(\frac{\partial R}{\partial\varphi}\right)^2\cdot u^2(\overline{\varphi})+2\left[\frac{\partial R}{\partial V}\cdot\frac{\partial R}{\partial I}\cdot u(\overline{V})\cdot u(\overline{I})\cdot r(\overline{V},\overline{I})+\frac{\partial R}{\partial V}\cdot\frac{\partial R}{\partial\varphi}\cdot u(\overline{V})\times\right.}$$
$$\left.\times\,u(\overline{\varphi})\cdot r(\overline{V},\overline{\varphi})+\frac{\partial R}{\partial I}\cdot\frac{\partial R}{\partial\varphi}\cdot u(\overline{I})\cdot u(\overline{\varphi})\cdot r(\overline{I},\overline{\varphi})\right]}\quad(1.34)$$

$$u_c(X)=\sqrt{\left(\frac{\partial X}{\partial V}\right)^2\cdot u^2(\overline{V})+\left(\frac{\partial X}{\partial I}\right)^2\cdot u^2(\overline{I})+\left(\frac{\partial X}{\partial \varphi}\right)^2\cdot u^2(\overline{\varphi})+ 2\left[\frac{\partial X}{\partial V}\cdot\frac{\partial X}{\partial I}\cdot u(\overline{V})\cdot u(\overline{I})\cdot r(\overline{V},\overline{I})+\frac{\partial X}{\partial V}\cdot\frac{\partial X}{\partial \varphi}\cdot u(\overline{V})\times \times u(\overline{\varphi})\cdot r(\overline{V},\overline{\varphi})+\frac{\partial X}{\partial I}\cdot\frac{\partial X}{\partial \varphi}\cdot u(\overline{I})\cdot u(\overline{\varphi})\cdot r(\overline{I},\overline{\varphi})\right]}. \quad (1.35)$$

У цих виразах коефіцієнти чутливості

$$\frac{\partial R}{\partial V}=\frac{1}{\overline{I}}\cos\overline{\varphi};\quad \frac{\partial R}{\partial I}=-\frac{\overline{V}}{\overline{I}^2}\cos\overline{\varphi};\quad \frac{\partial R}{\partial \varphi}=-\frac{\overline{V}}{\overline{I}}\sin\overline{\varphi};$$

$$\frac{\partial X}{\partial V}=\frac{1}{\overline{I}}\sin\overline{\varphi};\quad \frac{\partial X}{\partial I}=-\frac{\overline{V}}{\overline{I}^2}\sin\overline{\varphi};\quad \frac{\partial X}{\partial \varphi}=-\frac{\overline{V}}{\overline{I}}\cos\overline{\varphi}. \quad (1.36)$$

Підставивши відповідні числові значення в рівняння (1.34), (1.35) та скориставшись (1.36), отримаємо

$$u_c(R)=0{,}07107\ \text{Ом};\ u_c(X)=0{,}29558\ \text{Ом}.$$

Отримані сумарні стандартні невизначеності дозволяють знайти розширену стандартну невизначеність і оцінити точність результату.

Для зіставлення підходів оцінки точності вимірювань, виходячи з концепцій похибки та невизначеності, розглянемо приклад.

1.6.6 Приклад оцінювання характеристик похибки та невизначеності вимірювань

Проведено опосередковані вимірювання сили струму за допомогою вольтметра та шунта. Вихідним є рівняння вимірювання

$$I=f(V,R)=\frac{V}{R}, \quad (1.37)$$

де I – сила струму, V – напруга, R – опір шунта.

При проведенні вимірювань напруги на шунті при температурі $T=(23{,}00\pm 0{,}05)$ °C отримаємо ряд значень V_i в мілівольтах ($i=1,\ldots,10$):

100,68; 100,83; 100,79; 100,64; 100,63;
100,94; 100,60; 100,68; 100,76; 100,65.

Виходячи з отриманих даних обчислюють середнє арифметичне значення напруги $\overline{V}$, мВ

$$\overline{V}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}V_i=100{,}72\ \text{мВ}.$$

Значення опору шунта $R_ш = 0{,}01088$ Ом отримано в процесі калібрування для струму I = 10 А та T= 23,00 °C.

Згідно з (1.37) опосередковано знаходять результат вимірювання

$$I = \frac{\overline{V}}{R_ш} = 9{,}984 .$$

Аналіз джерел похибок результату вимірювання

1. Середнє квадратичне відхилення СКВ, що характеризує випадкову складову похибки при вимірюванні напруги $S(\overline{V})$, мВ, обчислюють за формулою

$$S(\overline{V}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(V_i - \overline{V})^2}{n\cdot(n-1)}} = 3{,}4\cdot 10^{-2}.$$

2. Границі невиключеної систематичної похибки вольтметра в мілівольтах визначені при його калібруванні у вигляді такого виразу*

$$\theta_V = 3\cdot 10^{-4}\cdot V + 0{,}02.$$

При отриманому результаті $\overline{V} = 100{,}72$ мВ буде $\theta_V = 5{,}0\cdot 10^{-2}$ мВ.

З паспортних даних маємо, що границі невиключеної систематичної похибки значення опору шунта, які були визначені при калібруванні, дорівнюють $\overline{\theta}_R = 0{,}070$ %.

Тоді при $R = R_0$ буде $\theta_R = 7\cdot 10^{-4}\cdot R_0 = 7{,}1\cdot 10^{-6}$ Ом.

Границі невиключеної систематичної складової похибки значення опору шунта, що обумовлено похибкою вимірювання температури, знаходять з відомої залежності значення опору від температури

$$R = R_0\cdot[1 + \alpha\cdot(T - T_0)],$$

де R_0 – значення опору при $T = T_0$ ($T_0 = 23{,}00$ °C; $R_0 = 0{,}010088$ Ом).

У випадку, коли межа похибки вимірювання температури дорівнює ΔT, границі відповідної складової похибки значення опору дорівнюють

$$\theta_{R,t} = \alpha\cdot\Delta T\cdot R.$$

Таким чином, для $\Delta T = 0{,}05$ °C буде

$$\theta_{RT} = 3{,}0\cdot 10^{-9}\ \text{Ом}.$$

Як бачимо, ця складова на декілька порядків менша інших складових похибки. Тому в подальшому її враховувати не будемо.

---

* У виразах для меж похибок при рівних значеннях відхилень від нуля знак ± відсутній.

Оцінювання характеристик похибки результату вимірювання

Виходячи з допущення про рівномірний розподіл невиключених систематичних складових похибки результату вимірювання з межами θ_V та θ_R, СКВ сумарної невиключеної систематичної складової похибки результату вимірювання сили струму S_θ, визначається з формули

$$S_\theta = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial V}\right)^2 \cdot \frac{\theta_V^2}{3} + \left(\frac{\partial f}{\partial R}\right)^2 \cdot \frac{\theta_R^2}{3}},$$

де $\frac{\partial f}{\partial V} = \frac{1}{R}$, $\frac{\partial f}{\partial R} = -\frac{V}{R^2}$ – коефіцієнти впливу.

Таким чином, маємо

$$S_\theta = \sqrt{\left(\frac{1}{R_0}\right)^2 \cdot \frac{\theta_V^2}{3} + \left(\frac{\overline{V}}{R_0^2}\right)^2 \cdot \frac{\theta_R^2}{3}} = 5{,}0 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

Довірчі границі сумарної невиключеної систематичної складової похибки результату оцінюються за формулами

$$\theta(P) = K(P) \cdot \sqrt{\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{m}(c_i \cdot \theta_i)^2},$$

$$\theta(P) = K_1(P) \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{m}(c_i \cdot \theta_i)^2},$$

де $K_1(P) = \frac{K(P)}{3}$ залежить від довірчої ймовірності P та кількості складових m; c_i – коефіцієнт впливу. Для P = 0,95 середнє значення $K_1 = 1{,}1$ для будь-якої кількості складових.

Довірчі границі для сумарної невиключеної систематичної складової похибки результату вимірювання сили струму θ(p) для довірчої ймовірності P = 0,95 оцінюється за формулою

$$\theta(0{,}95) = 1{,}1\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 \cdot \theta_V^2 + \left(\frac{V}{R_0^2}\right)^2 \cdot \theta_R^2} = 9{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

СКВ випадкової складової похибки результату вимірювання сили струму *S* визначається за формулою

$$S = \frac{\partial f}{\partial V} S(\overline{V}) = 3{,}4 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

Обчислюємо СКВ сумарної похибки результату вимірювання сили струму S_Σ

$$S_\Sigma = \sqrt{S^2 + S_\theta^2} = 6{,}0 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

Довірчі границі похибки результату вимірювання сили струму $\Delta_{0,95}$ при P = 0,95 та ефективній кількості ступенів свободи $f_{еф} = n - 1 = 9$ обчислюється за формулою

$$\Delta_{0,95} = \frac{t_{0,95}(9)\cdot S + \theta(0,95)}{S + S_\theta}\cdot S_\Sigma = 0,012 \text{ A}.$$

Проведемо розрахунки, виходячи з концепції невизначеності.

Оцінювання невизначеності вимірювань

За типом А обчислимо стандартну невизначеність, обумовлену джерелами невизначеності, які мають випадковий характер і були оцінені з ряду значень, отриманих експериментальним шляхом. Цю складову $u_A(V)$ обчислюємо за формулою

$$u_A(V) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(V_i - \overline{V})^2}{n\cdot(n-1)}},$$

де $u_A(V) = 3,4\cdot10^{-2}$ мВ.

Виходячи з модельного рівняння стандартна невизначеність сили струму буде становити

$$u_A = \frac{\partial f}{\partial V}\cdot u_A(V) = 3,4\cdot10^{-3} \text{ A}.$$

Використовуючи нормативні та паспортні дані обчислюємо невизначеність за типом В. Закон розподілу можливих значень величини береться рівномірним в заданих межах.

Границі систематичного зміщення результату при вимірюванні напруги дорівнюють $3\cdot10^{-4}\cdot V + 0,02$. Відповідна стандартна невизначеність $u_{B,V}$ обчислюється за формулою

$$u_{B,V} = \frac{3\cdot10^{-4}\cdot\overline{V} + 0,02}{\sqrt{3}} = 2,9\cdot10^{-2} \text{ мВ}.$$

Границі, всередині яких знаходяться значення опору шунта були визначені при калібруванні та дорівнюють $7\cdot10^{-4}R$. Тоді при $R = R_0$ відповідна стандартна невизначеність $u_{B,R}$ обчислюється за формулою

$$u_{B,R} = \frac{7\cdot10^{-4}\cdot R_0}{\sqrt{3}} = 4,0\cdot10^{-6} \text{ Ом}.$$

Границі, в яких може змінюватися значення опору шунта, що обумовлено зміною температури навколишнього середовища, дорівнюють $\alpha\cdot\Delta t\cdot R_0$. Відповідну стандартну невизначеність $u_{B,t}$ отримують за формулою

$$u_{B,t} = \frac{\alpha \cdot \Delta t \cdot R_0}{\sqrt{3}} = 1{,}7 \cdot 10^{-9}\ \text{Ом}.$$

В подальшому цією складовою будемо нехтувати (виходячи з її малості порівняно з іншими складовими).

Сумарна стандартна невизначеність за типом В знаходиться за формулою

$$u_B = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial V}\right)^2 \cdot u_{B,V}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial R}\right)^2 \cdot u_{B,R}^2} = 5{,}0 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

Сумарна стандартна невизначеність u_C обчислюється за формулою

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} = 6{,}0 \cdot 10^{-3}\ \text{А}.$$

Ефективна кількість ступенів свободи $\nu_{еф}$ розраховується за формулою

$$\nu_{еф} = \frac{u_C^4}{\dfrac{\left(\frac{1}{R} \cdot u_A\right)^4}{n-1} + \dfrac{\left(\frac{1}{R} \cdot u_{B,V}\right)^4}{\infty} + \dfrac{\left(\frac{V}{R^2} \cdot u_{B,R}\right)^4}{\infty}} = 87.$$

Коефіцієнт охоплення k отримують з формули

$$k\ t_{0,95}(\nu_{eff}) = 1{,}99.$$

Коли сумарна стандартна невизначеність включає складову, визначену за типом В, то, як правило, нема необхідності обчислювати ефективну кількість ступенів свободи – з достатньою для практики точністю можна зразу брати коефіцієнт охоплення рівним 2.

Розширена невизначеність $U_{0,95}$ подається як

$$U_{0,95} = k \cdot u_c = 0{,}012\ \text{А}.$$

Даний результат повністю збігається з граничними значеннями похибки результату вимірювання. Для довірчої ймовірності 0,95. Це свідчить про правомірність обох підходів при оцінці точності вимірювання.

Контрольні питання

1. **Чим відрізняється концепція невизначеності при оцінюванні точності результату вимірювання від концепції похибки вимірювання?**
2. **Процедура оцінки стандартної невизначеності за типом А.**
3. **Що називають стандартною невизначеністю за типом В і як її оцінюють?**
4. **Чим відрізняється стандартна невизначеність від розширеної?**
5. **За якою категорією оцінюється невизначеність одноразових прямих вимірювань?**
6. **Що таке коефіцієнт охоплення і що він характеризує?**

7. Як оцінюється вклад складових (вхідних величин) в сумарну стандартну невизначеність?
8. Що таке ефективна кількість ступенів свободи?
9. При допомозі якого коефіцієнта враховується лінійний стохастичний зв'язок між вхідними величинами?

1.7 Властивості засобів вимірювань

Вимірювальна техніка має великий арсенал різноманітних засобів. Тому важливою і актуальною є проблема правильного вибору необхідного засобу вимірювань. Для вирішення цієї проблеми є критерії оцінки ефективності застосування засобів вимірювань. Такими критеріями є метрологічні характеристики (МХ) засобів вимірювань, які визначаються режимом їхньої роботи – статичним або динамічним.

Метрологічними називають характеристики засобів вимірювальної техніки, які нормуються для визначення результату вимірювання та його похибок.

Під статичним слід розуміти режим роботи засобу вимірювань, при якому його вихідний сигнал може вважатись незмінним протягом часу, достатнього для зчитування показів, а під динамічним – режим, при якому вихідний сигнал змінюється з часом істотним чином.

Виходячи з режимів роботи засобів вимірювань, розрізняють їх статичні і динамічні метрологічні характеристики.

Згідно з ДСТУ 2681-94 виділяють такі основні динамічні метрологічні характеристики: диференціальне рівняння і передаточна функція, перехідна характеристика, імпульсна характеристика, амплітудно- і фазочастотна характеристики.

До статичних властивостей засобів вимірювань відносять: функцію перетворення, статичну характеристику, чутливість, поріг чутливості, роздільну здатність, адитивні і мультиплікативні похибки, похибку нелінійності, діапазон вимірювання, швидкодію, вхідний і вихідний опір, варіацію показу.

Розглянемо більш детально виділені статичні метрологічні характеристики.

1.7.1 Статичні метрологічні характеристики

Функцією перетворення називають залежність між вихідною (y) та вхідною (x) величинами засобу вимірювальної техніки.

Функція перетворення може бути подана у вигляді таблиці, графіка, формули.

Аналітична залежність вимірювального перетворення, що входить до складу засобу вимірювань і описує зв'язок вихідного та вхідного сигналів, називається *рівнянням перетворення* – $y = f(x)$.

Графічне подання функції перетворення називають *статичною характеристикою.*

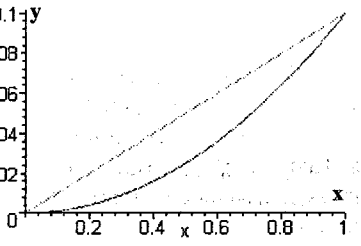


Рисунок 1.28

Статична характеристика засобу вимірювань може бути як лінійною, так і нелінійною (рис. 1.28). Остання може бути з достатнім ступенем точності лінеаризована.

Градуювальна характеристика – залежність між значеннями вимірюваної величини на виході та вході засобу вимірювань, що отримані під час градуювання (калібрування) та подані у вигляді таблиці, графіка або формули.

Чутливість – відношення зміни вихідної величини засобу вимірювань до зміни вхідної величини, що її викликає,

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}. \qquad (1.38)$$

Тобто чутливість характеризує здатність засобу вимірювання реагувати на зміну вхідного сигналу.

При лінійному рівнянні перетворення S = const. В даному випадку шкала засобу вимірювань рівномірна, що є досить суттєвою перевагою порівняно із засобами вимірювань із нерівномірною шкалою ($S \to var$).

Величину, обернену до чутливості, називають ціною поділки ($C = 1/S$).

Максимальне значення абсолютної похибки градуювання шкали визначають

$$\Delta_ш = \frac{1}{2}C.$$

Крім чутливості засоби вимірювань характеризуються порогом чутливості і зоною нечутливості.

Поріг чутливості – найменше значення вимірюваної величини, яке може бути виявлене засобом вимірювань.

Зона нечутливості – діапазон значень вимірюваної величини, в межах якого її зміни не викликають зміни показу засобу вимірювань.

Досить важливою метрологічною характеристикою є *діапазон вимірювань.* У ДСТУ 2681-94 розрізняють діапазон показів і діапазон вимірювань.

Діапазон показів – інтервал значень вимірюваної величини, який обмежений початковим та кінцевим її значеннями.

Початковим значенням вимірюваної величини називають найменше в діапазоні показів її значення, а кінцевим – її найбільше значення.

Діапазон вимірювань – інтервал значень вимірюваної величини, в межах якого пронормовані похибки засобу вимірювань.

Нормованими є верхня x_{max} і нижня x_{min} межі вимірювання.

У вимірювальній практиці широко використовується також термін "повний діапазон", під яким розуміють відношення верхньої межі вимірювання x_{max} до порогу чутливості

$$D = \frac{x_{max}}{X_п},$$

де $X_п$ - поріг чутливості.

Вхідний і вихідний опір. При вимірюванні об'єкт і засіб вимірювання взаємодіють. Однак при такій взаємодії вимірювальна інформація, що отримується від об'єкта вимірювання, не повинна спотворюватись. Щодо цього засоби вимірювання характеризуються вхідним і вихідним опорами (імпедансами).

Вхідний опір може бути як великим, так і малим, в залежності від властивостей об'єкта, умов вимірювання, значення вимірюваної величини і методу вимірювання.

Для електричних величин ці вимоги можна сформулювати так, як зображено на рис. 1.29.



Рисунок 1.29

Великий вхідний опір необхідний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (рис. 1.29, *а*) або об'єкта вимірювання ОВ формується у вигляді напруги. Прикладом може служити вимірювання напруги вольтметром. Чим більшим буде опір вольтметра ($R_{вх} \to \infty$), тим меншою буде похибка взаємодії.

Малий вхідний опір необхідний тоді, коли вихідний сигнал від попереднього перетворювача (рис. 1.29, *б*) або об'єкта вимірювання ОВ формується у вигляді струму. При вимірюванні сили струму ампермет-

ром похибка взаємодії буде тим меншою, чим менший його вхідний опір ($R_{вх} \to 0$).

При побудові засобів вимірювань для ефективної передачі енергії в колі вимірювального перетворення необхідне узгодження вхідного опору даного перетворювача з вихідним опором попереднього перетворювача.

Швидкодія – час, витрачений на вимірювання, під яким розуміють проміжок часу з моменту зміни вимірюваної величини до моменту встановлення показу приладу.

***Показ* – значення вимірюваної величини, створене за допомогою засобу вимірювань та подане сигналом вимірювальної інформації.**

***Час встановлення* – інтервал часу від моменту початку дії вхідного сигналу до моменту, коли показ досягає і залишається всередині певних меж навколо усталеного значення.**

***Варіація показу засобу вимірювань* – різниця між двома показами засобу вимірювання, коли одне й те ж значення вимірюваної величини досягається внаслідок її збільшення чи зменшення.**

1.7.2 Похибки засобів вимірювань

Похибки засобів вимірювань дозволяють кількісно оцінити інструментальну похибку вимірювань, тобто похибку, яка виникає через недосконалість конструкції засобу вимірювання, а також через кінцеві можливості технології його виготовлення.

Похибки (рис. 1.30) засобів вимірювальної техніки поділяються на: абсолютні, відносні та зведені; систематичні та випадкові; адитивні, мультиплікативні і нелінійні; основні і додаткові; статичні і динамічні.

За способом вираження похибки засобів вимірювальної техніки поділяють на абсолютні, відносні та зведені.

Абсолютною похибкою засобу вимірювань називають різницю між показом засобу вимірювань та істинним значенням вимірюваної величини за відсутності методичних похибок і похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом вимірювання

$$\Delta_{зв} = X_{зв} - X_i.$$

Умови відсутності методичних похибок вимірювання і похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом вимірювання створюються під час повірки, коли значення вхідної величини знаходять за допомогою зразкового засобу вимірювання.

В метрологічній практиці визначають наближене значення похибки засобу вимірювань, тобто її оцінку.

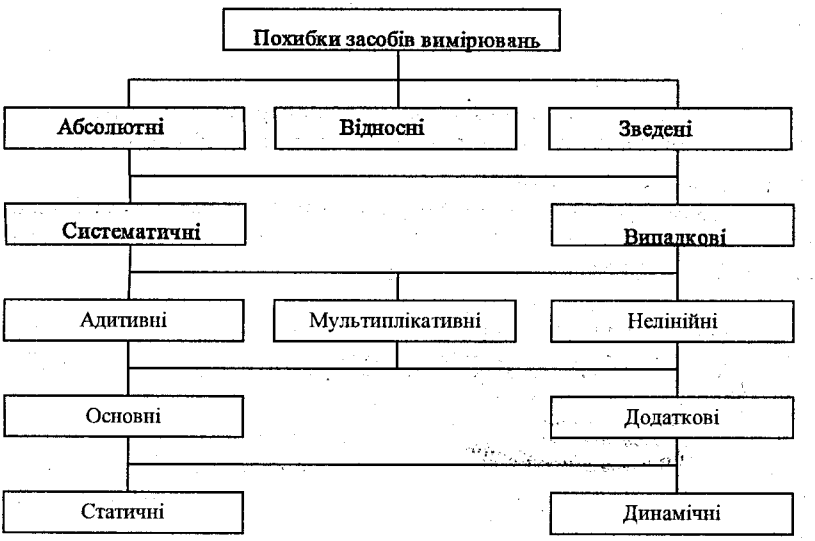


Рисунок 1.30

Оцінка похибки засобу вимірювань – це різниця між показом засобу вимірювань і умовно істинним значенням вимірюваної величини. На практиці слово «оцінка» може опускатися.

Відносною похибкою засобу вимірювань називають відношення абсолютної похибки засобу вимірювань до істинного значення вимірюваної величини

$$\delta_{зв}[\%] = \frac{\Delta_{зв}}{X_i} \cdot 100\%;$$

Зведеною похибкою засобу вимірювань називають відношення абсолютної похибки засобу вимірювань до нормованого значення

$$\gamma[\%] = \frac{\Delta_{зв}}{X_н} \cdot 100\%, \qquad (1.39)$$

де $X_н$ – нормоване значення.

Залежно від типу шкали засобу вимірювань виділяють декілька методів визначення нормованого значення.

1. Якщо засіб вимірювань має рівномірну шкалу, то як нормоване значення $X_н$ необхідно вибирати верхню межу вимірювань при знаходженні нульової відмітки на початку шкали.

2. Нормоване значення $X_н$ дорівнює сумі модулів меж вимірювань, якщо нульова відмітка шкали знаходиться всередині діапазону ви-

мірювань.

3. Для багатомежевих засобів вимірювань значення $X_н$ дорівнює різниці меж вимірювань.

4. Якщо засіб вимірювань має істотно нерівномірну шкалу, то за нормоване значення $X_н$ беруть довжину шкали або її частини, яка відповідає діапазону вимірювань.

Похибки засобів вимірювань містять ряд систематичних і випадкових складових, статичні та динамічні похибки, які визначаються аналогічно визначенням похибок вимірювань.

Залежно від того, в яких умовах експлуатується засіб вимірювань, розрізняють основну (для нормальних умов) і додаткову (якщо одна або більше впливних величин виходять за межі нормальних умов) похибки.

Основна похибка – похибка засобу вимірювальної техніки за нормальних умов його використання.

Умови застосування засобів вимірювальної техніки, за яких впливні величини мають нормальні значення чи знаходяться у границях нормального інтервалу значень, називають нормальними умовами застосування.

Нормальне – це значення впливної величини, для якого (у межах якого) нормується основна похибка засобів вимірювальної техніки.

Умовами застосування засобів вимірювальної техніки називають такі, за яких значення впливних величин знаходяться у границях робочої зони.

Робоча зона значень впливних величин – це зона, що встановлюється для засобів вимірювань, в межах якої за необхідності нормуються додаткові похибки цих засобів.

Додаткова похибка – похибка засобу вимірювальної техніки, яка додатково виникає під час використання засобу вимірювань в умовах відхилення хоча б однієї з впливних величин від нормального значення або її виходу за границі нормальної зони значень.

1.7.3 Нормування похибок засобів вимірювання

Щоб наперед оцінити похибку, яку внесе дане устаткування в кінцевий результат, користуються нормованими значеннями похибки.

Під нормованим значенням розуміють похибки, які є граничними для даного типу засобів вимірювань.

Стандартами регламентуються способи нормування і форми вираження допустимих границь похибок.

Границею допустимої похибки засобу вимірювань називають найбільше значення без урахування знаку похибки засобу вимірювань, за

яким цей засіб ще може бути визнаний придатним до застосування.

Границі допустимих абсолютної, відносної і зведеної похибок засобів вимірювань можуть виражатись одним числом

$$\Delta_н = \pm a; \quad \delta_н = \pm q; \quad \gamma_н = \pm p,$$

де a – додатне число, незалежне від x; q, p – абстрактні додатні числа, вибрані з метрологічного ряду

$$[1{,}0;\ 1{,}5;\ 2{,}0;\ 2{,}5;\ 3{,}0;\ 4{,}0;\ 5{,}0;6.0] \cdot 10^n,$$

де **n** може набувати значень 1; 0; -1; -2; ... .

Для нормування абсолютної похибки проводять вимірювальний експеримент в декількох оцифрованих відмітках діапазону вимірювання. При цьому для кожної оцифрованої відмітки необхідно мати виміряне і дійсне значення. Далі визначається абсолютна похибка для кожної оцифрованої відмітки шкали. За нормувальне значення абсолютної похибки беруть її максимальне значення

$$a = |\Delta_{max}|.$$

Для нормування відносної похибки суть вимірювального експерименту не змінюється. Маючи значення абсолютних похибок оцінюють значення відносних похибок в тих самих оцифрованих відмітках діапазону вимірювання. Тоді знаходять максимальне значення відносної похибки δ_{max}. За нормоване значення відносної похибки q беруть число більше за значення максимальної відносної похибки, із значень метрологічного ряду. Таким чином забезпечується граничне (гарантоване) значення похибки.

Процедура виконання вимірювального експерименту для нормування зведеної похибки аналогічна попереднім. Після знаходження модуля максимального значення абсолютної похибки $|\Delta_{max}|$ максимальну зведену похибку знаходять так

$$\gamma_{max} = \frac{\Delta_{max}}{X_н} \cdot 100\%.$$

За нормоване значення зведеної похибки p беруть число, більше за значення максимальної зведеної похибки, із значень метрологічного ряду.

Приклад. Нормування похибок засобів вимірювання

Під час повірки вольтметра магнітоелектричної системи з верхньою межею вимірювання 500 [В] в оцифрованих відмітках шкали {100; 200; 300; 400; 500 [В]} отримано відповідні покази цифрового вольтметра: 98; 197; 304; 405; 494 [В]. До якого класу точності відноситься вольтметр, якщо пронормовано абсолютну похибку?

За дійсне значення $X_д$ беремо покази цифрового вольтметра, а за виміряне $X_в$ – значення в оцифрованих відмітках шкали.

Нормування абсолютної похибки

Оцінимо абсолютні похибки в кожній оцифрованій відмітці шкали:

$$\Delta_{100} = X_{в100} - X_{д100} = 100 - 98 = +2\ [В];$$
$$\Delta_{200} = X_{в200} - X_{д200} = 200 - 197 = +3\ [В];$$
$$\Delta_{300} = X_{в300} - X_{д300} = 300 - 304 = -4\ [В]:$$
$$\Delta_{400} = X_{в400} - X_{д400} = 400 - 405 = -5\ [В];$$
$$\Delta_{500} = X_{в500} - X_{д500} = 500 - 494 = +6\ [В].$$

Визначимо максимальне значення абсолютної похибки

$$\Delta_{max} = 6\ [В]$$

і візьмемо його за нормоване значення

$$a = \Delta_{max} = 6\ [В].$$

Нормування відносної похибки

Оцінимо відносні похибки в кожній оцифрованій відмітці шкали:

$$\delta_{100} = \frac{\Delta_{100}}{X_{д100}} \cdot 100\,\% = \frac{2}{98} \cdot 100\,\% = 2{,}04\,\%;$$

$$\delta_{200} = \frac{\Delta_{200}}{X_{д200}} \cdot 100\,\% = \frac{3}{197} \cdot 100\,\% = 1{,}52\%;$$

$$\delta_{300} = \frac{\Delta_{300}}{X_{д300}} \cdot 100\,\% = \frac{4}{304} \cdot 100\,\% = 1{,}32\,\%;$$

$$\delta_{400} = \frac{\Delta_{400}}{X_{д400}} \cdot 100\,\% = \frac{5}{405} \cdot 100\,\% = 1{,}23\,\%;$$

$$\delta_{500} = \frac{\Delta_{500}}{X_{д500}} \cdot 100\,\% = \frac{6}{494} \cdot 100\% = 1{,}21\,\%.$$

Визначимо максимальне значення відносної похибки

$$\delta_{max} = 2{,}04\ \%.$$

Оскільки максимальне значення $\delta_{max} = 2{,}04\ \%$ знаходиться між числами 2,0 і 2,5 в метрологічному ряді, то за нормоване значення беремо більше із цих двох значень

$$q = 2{,}5.$$

Нормування зведеної похибки

Максимальним значенням абсолютної похибки для даного прикладу є $\Delta_{max}=6[В]$. За нормоване значення беремо верхню межу вимірювання $X_н = U_{max}=500$ [В].

Тоді максимальне значення зведеної похибки складає

$$\gamma_{max} = \frac{\Delta_{max}}{X_н}\cdot 100\,\% = \frac{6}{500}\cdot 100\,\% = 1{,}2\ \%.$$

Із метрологічного ряду вибираємо нормоване значення зведеної похибки

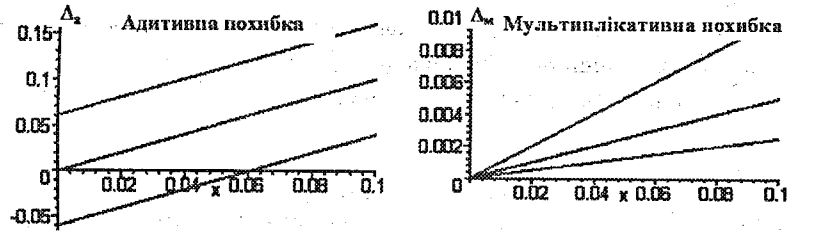
$$p=1.5.$$

Границі допустимих абсолютної і відносної похибок можуть також виражатися у вигляді лінійної функції

$$\Delta_{ЗВ} = \pm(a+b\cdot x),$$

де a, b – додатні числа, незалежні від x.

Перший доданок поданої функції позначається Δ_a (рис. 1.31, *а*) і характеризує *адитивну* похибку (похибку нуля, незалежну від x), а другий доданок позначається $\Delta_м$ (рис. 1.31, *б*) і характеризує *мультиплікативну* похибку, залежну від x.



а) *б)*

Рисунок 1.31

Адитивна похибка – складова абсолютної похибки засобу вимірювальної техніки, яка не залежить від вимірюваної величини.

Адитивну похибку називають ще похибкою нуля.

Мультиплікативна похибка – складова похибки засобу вимірювальної техніки, яка пропорційна вимірюваній величині.

Дану складову похибки називають ще похибкою чутливості.

Похибка нелінійності – складова похибки засобу вимірювальної техніки, яка змінюється нелінійно в діапазоні зміни вимірюваної величини.

Для нормування похибок засобів вимірювальної техніки з адитивною і мультиплікативною похибками найбільш поширеною є формула типу

$$\delta_{\cdot} = \pm\left[c + d\cdot\left(\left|X_{\cdot}/X\right| - 1\right)\right], \qquad (1.32)$$

де $X_н$ – нормоване значення; c, d – постійні числа.

Для з'ясування фізичної суті коефіцієнта c уявимо, що прилад, границя допустимої похибки якого нормована, показав значення, рівне верхній межі вимірювання: $X = X_н$. Тоді

$$\delta_н = \pm c.$$

Отже коефіцієнт c є границею допустимої відносної похибки при максимальному показі приладу.

Для розуміння суті коефіцієнта d перетворимо наведену формулу так, щоб отримати залежність для границі допустимої абсолютної похибки

$$\Delta_н = \pm\frac{1}{100}\cdot\left[d\cdot X_н + (c-d)\cdot X\right]. \qquad (1.31)$$

Припустимо, що покази приладу рівні нулю. Тоді другий доданок у квадратних дужках дорівнює нулю і d є границею допустимої похибки при нульовому показі приладу, вираженою у відсотках до верхньої границі вимірювання.

Різниця коефіцієнтів $(c-d)$ характеризує зростання абсолютної похибки при зростанні показів приладу, а $\left(X_н/X - 1\right)$ – зростання відносної похибки при зменшенні показів приладу.

Клас точності

Узагальненою характеристикою засобу вимірювальної техніки є клас точності, що визначається границями його допустимих основної і додаткових похибок, а також іншими характеристиками, що впливають на його точність, значення яких регламентується.

Клас точності характеризує точність засобу вимірювань, але не є безпосередньою характеристикою точності вимірювання, виконаного за допомогою даного засобу вимірювань.

В основу присвоєння класу точності береться основна похибка засобу вимірювань і спосіб її вираження. Якщо основна похибка виражається в одиницях вимірюваної величини або в поділках шкали, то класи точності позначають порядковими номерами. Номери визначаються відповідними стандартами.

Для засобів вимірювання, відлікові пристрої яких градуюються у логарифмічних одиницях, позначення класів точності збігається з грани-

чними значеннями допустимих похибок. Наприклад, якщо границя допустимої похибки становить ±1 дБ, то клас точності позначають: Кл. 1,0 дБ.

Якщо границі допустимої основної похибки задаються відносною або зведеною похибкою, то позначення класів точності вибирають із наведеного раніше ряду.

Якщо границі допустимої основної похибки залежать від значення вимірюваної величини, наприклад,

$$\delta = \pm[c + d \cdot (|X_k / X| - 1)],$$

то при значеннях c = 0,02 і d = 0,01 клас точності позначають дробом: 0,02/0,01.

Для характеристик точності засобу вимірювань можна застосувати коефіцієнт точності, який визначається відношенням абсолютної похибки до його поля допуску

$$K_т = \Delta / \Delta_{пд} .$$

Щоб оцінити точнісні характеристики сукупності засобів вимірювань, можна застосувати коефіцієнт відносної точності, що являє собою відношення середнього квадратичного відхилення вимірюваної величини до його поля допуску

$$K_в = \sigma / \Delta_{пд} .$$

Як показники точності засобів вимірювань можна також застосовувати:

а) інтервал, у якому похибку вимірювання знаходять із заданою ймовірністю;

б) інтервал, у якому систематичну складову похибки вимірювання знаходять із заданою ймовірністю;

в) числові характеристики систематичної складової похибки;

г) числові характеристики випадкової складової похибки;

д) функцію розподілу складової похибки.

Найбільш широко використовувані в практиці вимірювань методи та способи підвищення точності

В практиці найбільш часто застосовуються такі методи і способи підвищення точності вимірювань.

Заміна менш точного засобу вимірювань на більш точний

При відсутності більш точного засобу вимірювань його можна розробити. Даний спосіб підвищення точності вимірювань використовується, коли переважає інструментальна складова похибки вимірювань. Для вимірювальних каналів на більш точні замінюють тільки ті засоби вимірювань, похибки яких переважають при розрахунку сумарної похибки

каналу.

Вибір верхньої межі вимірювань засобів вимірювань, для яких нормовані наведені основна і додаткова похибки, такої, щоб очікувані значення вимірюваної величини перебували в останній третині межі вимірювань. Таким способом можна зменшити відносну похибку засобів вимірювань.

Обмеження умов застосування засобів вимірювань

Цим способом користуються в разі домінування додаткових похибок засобів вимірювань, які виникають, наприклад, при значних відхиленнях від нормальних значень температури навколишнього повітря; при впливі електромагнітних полів, вібрації і т. д.

У цих випадках зменшують подібні впливи шляхом встановлення кондиціонерів, захисних екранів від електромагнітного впливу, амортизаторів для зниження вібрації.

Індивідуальне градуювання засобу вимірювань

Даний спосіб підвищення точності вимірювань застосовується у разі переважання систематичних складових похибки засобів вимірювань. Систематичні складові похибки засобів вимірювань (наприклад, для термометрів опору і термопар) можна значно зменшити шляхом внесення в результати вимірювань поправок, отриманих при індивідуальному градуюванні.

Використання методу заміщення

За допомогою такого методу виключають систематичні похибки. Він полягає в тому, що після вимірювання вимірювана величина замінюється змінною зразковою мірою, значення якої підбирається таким чином, щоб у вимірювальній схемі отримати однакові покази приладу. При цьому значення вимірюваної величини береться рівним значенню зразкової міри. Приклад: вимірювання електричного опору мостом постійного струму.

Впровадження способів контролю роботоздатного стану засобів вимірювань в процесі їх експлуатації

Цей захід сприяє виявленню, вилученню або зниженню метрологічних відмов у засобах вимірювань. У багатьох випадках системи контролю роботоздатності засобів вимірювань в процесі експлуатації ефективні без будь-яких обмежень на складові похибки засобів вимірювань та їх випадковий або систематичний характер.

Автоматизація вимірювальних процедур

Такий захід знижує трудомісткість вимірювань, сприяє виключенню суб'єктивних похибок, що виникають при обробці діаграм, обчисленні проміжних і кінцевих результатів вимірювань, приготуванні проб для аналізів та інших операцій, виконуваних людиною.

Використання методу зворотного перетворення

Метод використовується для автоматичної корекції похибки засобів вимірювань. Підбирається такий зворотний перетворювач, статична реальна функція перетворення якого повинна збігатися з функцією, оберненою до номінальної характеристики перетворення засобу вимірювань. Зворотний перетворювач повинен бути значно точнішим прямого перетворювача. На вхід зворотного перетворювача подається реальний вихідний сигнал результату вимірювань. Різниця двох сигналів – вхідний сигнал засоба вимірювань мінус вихідний сигнал зворотного перетворювача – відповідає похибці засобу вимірювань і може використовуватися для вироблення коригувального сигналу в системі налаштування і в системі введення поправок. При цьому методі коригуються інструментальні похибки будь-якого походження, тому що точність корекції визначається високою точністю зворотного перетворювача. Корекція здійснюється протягом всього режиму вимірювання. Метод широко використовується при вимірюванні, наприклад, електричних величин.

Виконання багаторазових спостережень з наступним усередненням їх результатів

Цей метод застосовується при перевазі випадкової складової похибки вимірювань. Як відомо, випадкова складова похибки вимірювань середнього значення менше випадкової складової похибки вимірювань поточних значень. Метод використовується тоді, коли протягом інтервалу часу усереднення не відбувається помітної зміни поточних значень вимірюваної величини, але похибка вимірювань поточних значень протягом цього ж інтервалу суттєво змінюється.

Використання тестових сигналів

Цей метод підвищення точності вимірювань застосовується у вимірювальних системах для вимірювання електричних і неелектричних величин. Суть методу полягає у визначенні параметрів статичної функції перетворення за допомогою додаткових перетворень тестів, кожен з яких функціонально пов'язаний з вимірюваною величиною. Тестові методи дозволяють підвищувати точність вимірювань за рахунок зменшення систематичних і так званих квазісистематичних похибок.

Використання інформаційної надмірності

Інформаційна надмірність – такий стан вимірювальної інформації, при якому вона більша необхідної для реалізації функцій управління об'єктом. Приклад використання інформаційної надлишковості для підвищення точності вимірювань – включення до вимірювальної системи додаткових засобів вимірювань, що вимірюють одну і ту ж величину, і усереднення їх показів. Інший приклад – наявність зв'язків між вимірюваними величинами, обумовлених властивостями об'єкта вимірювань

або управління. Ці зв'язки можуть бути використані для виключення промахів при вимірюванні окремих величин і для підвищення точності вимірювань всієї сукупності вимірюваних величин.

Вдосконалення методик виконання вимірювань

Якщо домінують методичні складові похибки вимірювань, то цей спосіб підвищення точності вимірювань є єдино ефективним. У ІВС і АСУ ТП складові методичної похибки вимірювань, зумовлені відмінністю алгоритму обчислень від функції, строго визначеною залежністю результатів обчислень від аргументів, вимірюваних прямим методом величин, зменшують застосуванням більш досконалого алгоритму. За суттєвої методичної похибки вимірювань середніх або інтегральних значень, зумовленої обмеженим числом "точок" вимірювань або відхиленнями дійсних значень від номінальних значень невимірюваних величин, що входять до функції у вигляді констант, відповідне вдосконалення методики виконання вимірювань дає помітний ефект у підвищенні точності вимірювань. Методики виконання вимірювань можуть бути вдосконалені зміною алгоритму обробки результатів вимірювань. У цьому випадку проводять атестацію алгоритму згідно з нормативними документами.

1.7.4 Оцінювання статичних метрологічних характеристик

Наведених вище даних достатньо, щоб здійснити нормування точності засобів вимірювань в статичному режимі. Бажано, щоб і математичний апарат дослідження засобів вимірювань в статичному режимі дозволяв достатньо просто отримувати аналітичні залежності для оцінювання наведених метрологічних характеристик. Складність полягає в тому, що функція вимірювального перетворення описує для різних засобів вимірювань різні фізичні процеси, які відносяться до різних галузей знань і є функціями багатьох змінних. Необхідно мати узагальнений для всіх них метод дослідження, який був би незалежним від фізичних явищ, покладених в основу побудови засобів вимірювань.

Таким математичним апаратом дослідження статичних метрологічних характеристик є використання розкладення функції перетворення в ряд Тейлора.

Припустимо, що має місце засіб вимірювань, функція перетворення якого має вигляд

$$y=y(x,\Delta f),$$

де y – вихідна величина засобу вимірювань; x – вхідна величина; Δf – впливна величина.

Розкладемо дану функцію перетворення в ряд Тейлора і отримаємо

$$y = y_0 + \left[\frac{\partial y}{\partial x}\right]_0 x + \left[\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}\right]_0 x^2 + \frac{1}{6}\left[\frac{\partial^3 y}{\partial x^3}\right]_0 x^3 + \ldots +$$

$$+ \left[\frac{\partial^2 y}{\partial x \partial f}\right]_0 x \cdot \Delta f + \left[\frac{\partial y}{\partial f}\right]_0 \Delta f + \frac{1}{2}\left[\frac{\partial^2 y}{\partial f^2}\right]_0 \Delta f^2 + \ldots$$

Індекс «0» біля частинних похідних показує, що вони визначаються для значень впливних величин, які відповідають нормальним умовам $f = f_0$ (умовам градуювання).

Проаналізуємо складові попереднього рівняння.

1. y_0 – вільний член розкладення, який дорівнює y при $x = 0$ і $\Delta f = 0$.
2. $\left[\frac{\partial y}{\partial x}\right]_0 = S_0$ – номінальний коефіцієнт перетворення або чутливість засобу вимірювання.
3. $\frac{1}{2}\left[\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}\right]_0 = \dot{S}_0$, $\frac{1}{6}\left[\frac{\partial^3 y}{\partial x^3}\right]_0 = \ddot{S}_0$ – зміна чутливості в діапазоні перетворення.
4. $\left[\frac{\partial y}{\partial f}\right]_0 = \dot{\beta}_0$ і $\frac{1}{2}\left[\frac{\partial^2 y}{\partial f^2}\right]_0 = \ddot{\beta}_0$ – коефіцієнти впливу впливних величин на вихідний параметр у засобу вимірювання.
5. $\left[\frac{\partial^2 y}{\partial x \partial f}\right]_0 = \alpha_0$ – коефіцієнт впливу впливних величин на номінальну чутливість S_0 засобу вимірювань.

З урахуванням прийнятих позначень рівняння розкладу в ряд Тейлора запишемо у вигляді

$$y = y_0 + S_0 \cdot x + \dot{S}_0 \cdot x^2 + \ddot{S}_0 \cdot x^3 + \ldots + \alpha_0 \cdot x \cdot \Delta f + \beta_0 \cdot \Delta f + \dot{\beta}_0 \cdot \Delta f^2 + \ldots$$

де

$y = S_0 x + \dot{S}_0 x^2 + \ddot{S}_0$ – номінальна функція перетворення;

$\Delta y_H = \dot{S}_0 x^2 + \ddot{S}_0 x^3$ – похибка нелінійності номінальної функції перетворення;

$\Delta y_M = \alpha_0 \cdot x \cdot \Delta f$ – мультиплікативна похибка перетворення в умовах зміни f_0 на величину Δf, тобто зміна чутливості S_0 на величину $\Delta S = \alpha_0 \cdot \Delta f$;

$\Delta y_A = \beta_0 \cdot \Delta f + \dot{\beta}_0 \cdot \Delta f^2$ – адитивна похибка перетворення в умовах зміни f_0 на величину Δf, тобто зміна y_0 під дією впливних величин.

1.7.5 Динамічні метрологічні характеристики

При проведенні вимірювань фізичних величин завжди виникає перехідний режим роботи засобу вимірювань, при якому сигнал на його виході суттєво змінюється в часі. Дана обставина пояснюється інерційними властивостями засобу вимірювань, які зумовлюють появу динамічної похибки. Тому для оцінки точності засобу вимірювань у динамічному режимі використовується поняття динамічної похибки.

Динамічна похибка – складова похибки, що виникає додатково до статичної під час динамічних вимірювань.

Динамічну похибку подають через динамічні характеристики і визначають як миттєву різницю значення вихідного сигналу, розрахованого за вхідним сигналом і значенням номінальної статичної характеристики, і миттєвого значення вхідного сигналу у даний момент часу.

Динамічну похибку засобу вимірювань знаходять за формулою

$$\Delta x_д(t) = F_н^{-1}\{L[W(p) \cdot x(p) - W(p) \cdot \Delta x_a(p)]\} - x(t),$$

де $F_н^{-1}$ – символ функції, оберненої до номінальної статичної характеристики; L – символ перетворення зображення сигналу в оригінал; W(p) – передаточна функція засобу вимірювань; $\Delta x_a(p)$ – зображення сумарної адитивної похибки, зведеної до входу у статичному режимі.

Оскільки основна похибка набагато менша від динамічної похибки, останнє рівняння можна записати у вигляді

$$\Delta x_д(t) = [W(p) / W_{iд}(p)] \cdot x(p) - x(p),$$

де $W_{iд}(p)$ – передаточна функція ідеального засобу вимірювань, що не має похибки.

Динамічна абсолютна похибка відносно вихідного сигналу визначається як

$$\Delta_{уд}(p) = y(p) - y_{iд}(p),$$

а динамічну відносну похибку знаходять за формулою

$$\delta_д(p) = \frac{\Delta_{уд}(p)}{W_{iд}(p) \cdot x(p)} = \frac{W(p)}{W_{iд}(p)} - 1.$$

Якщо задано $\delta_д(p)$, то миттєве значення динамічної похибки відносно вхідного сигналу визначається як

$$\Delta x_д(p) = \delta_д(p) \cdot x(p).$$

Динамічні характеристики за ознакою повноти опису властивостей засобу вимірювань поділяють на повні і частинні.

Повні динамічні характеристики однозначно визначають зміну вихідного сигналу засобу вимірювань при будь-яких змінах у часі вхідного сигналу або впливних величин.

До повних динамічних метрологічних характеристик належать: диференціальне рівняння; імпульсна характеристика $\delta(t)$; перехідна характеристика $h(t)$; передаточна функція $S(p)$; сукупність амплітудно-$A(\omega)$ і фазочастотних $\varphi(\omega)$ характеристик.

Частинні динамічні характеристики являють собою функціонали або параметри повних динамічних характеристик засобів вимірювань, наприклад, стала часу, час запізнювання встановлення вихідного сигналу.

Диференціальне рівняння

Диференціальне рівняння пов'язує вихідну величину засобу вимірювань $y(t)$ із вхідною $x(t)$ у динамічному режимі роботи. При складанні диференціальних рівнянь у праву частину записують вхідний сигнал, тобто причину, що привела засіб вимірювань у дію, а в ліву частину рівняння – вихідний сигнал (реакцію засобу вимірювань).

Найхарактернішими для засобів вимірювань є динамічні характеристики, які описуються диференціальними рівняннями першого (табл. 1.7) і другого порядків (табл. 1.8), а в окремих випадках – третього і вище.

$$a_n \cdot y^n(t) + a_{n-1} \cdot y^{n-1}(t) + \ldots + a_o \cdot y(t) =$$
$$= b_m \cdot x^m(t) + b_{m-1} \cdot x^{m-1}(t) + \ldots + b_o \cdot x(t),$$

де $x(t)$, $y(t)$ – вимірювані величини, відповідно, вхідна і вихідна; m, n – порядок похідних; a, b – коефіцієнти, що характеризують властивості засобу вимірювань.

За допомогою символа диференціювання за координатою часу $(p = d/dt)$ дане рівняння в загальному випадку можна записати

$$\left(a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \ldots + a_o \cdot p\right) \cdot y = S_o \cdot \left(b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \ldots + b_o \cdot p\right) \cdot x$$

або

$$y = S(p) \cdot x = S_o \cdot \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + 1}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + 1} \cdot x,$$

де $S(p)$ – передаточна функція або операторна чутливість; S_o - статична чутливість, тобто чутливість до постійної вхідної величини.

Подані в табл. 1.7 диференціальні рівняння для вимірювальних перетворювачів з зосередженими параметрами подають у вигляді узагальненого рівняння, яке характеризує аперіодичні ланки

$$\tau \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot x,$$

де k – коефіцієнт передачі; τ – стала часу, що визначається параметрами засобу вимірювань.

Розв'язок даного диференціального рівняння має вигляд

$$y(t) = k \cdot \left(1 - e^{\left(-\frac{t}{\tau}\right)}\right) \cdot x, \; y(o) = 0; \qquad y'(0) = 0,$$

а його графічне подання наведено на рис. 1.32.

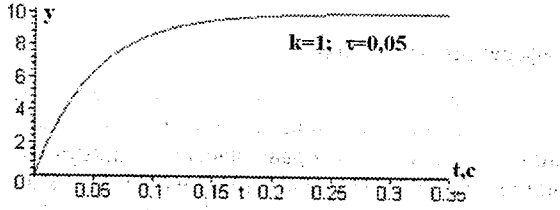


Рисунок 1.32

Для аналізу й синтезу диференціального рівняння другого порядку, яке характеризує коливальні ланки, використаємо рівняння

$$a \cdot \frac{d^2y}{dt^2} + b \cdot \frac{dy}{dt} + c \cdot y = k \cdot x.$$

Розглянемо диференціальне рівняння другого порядку, що описує коливальний процес рухомої частини вимірювального перетворювача моменту

$$J \cdot \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} + P \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} + C \cdot \varphi(t) = M.$$

Перетворимо останнє рівняння до загальновикористовуваного вигляду

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} + 2\varepsilon\omega \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} + \omega^2 \cdot \varphi(t) = \frac{M}{J},$$

Таблиця 1.7 – Диференціальні рівняння ВП першого порядку

Найменування	Диференціальне рівняння	Позначення
Вимірювальний перетворювач кута повороту	$J\frac{d\beta(t)}{dt}+b_o l_o \beta_o(t)=H_o\psi_o(t)$	J - момент інерції; β - кут повороту; b_o - питома сила демпфірування; l_o - відстань від осі обертання до лінії дії сили демпфірування; H_o - вектор кінетичного моменту; $\psi_o(t)$ - поточне значення кута повороту об'єкта
Вимірювальний перетворювач вологості газу	$\frac{d\varphi_г(t)}{dt}+\frac{1}{\lambda_o}\varphi_г(t)=\frac{1}{\lambda_o}\varphi_п(t)$	$\varphi_г(t)$ - покази гігрометра; λ_o - коефіцієнт, що характеризує умови вимірювання і конструк-тивні особливості гігрометра; $\varphi_п(t)$ - поточне значення відносної вологості газу (вимірювана величина)
Вимірювальний перетворювач швидкості потоку	$J\frac{d\omega(t)}{dt}+r_o\omega(t)=c_o\vartheta^2(t)$	J - момент інерції ротора; ω(t) - швидкість обертання ротора; r_o - коефіцієнт сил тертя; c_o - постійна анемометра; ϑ(t) - швидкість потоку
Вимірювальний перетворювач температури	$\frac{dU(t)}{dt}+\frac{\alpha_k S}{mc}U(t)=\frac{\alpha_k S}{mc}\theta(t)$	U(t) - температура сенсора; S - площа поверхні сенсора; m - маса сенсора; c-питома теплоємність матеріалу сенсора; α_k - коефіцієнт конвекційного обміну; θ(t) - вимірювана температура
Вимірювальний перетворювач витрат	$J\frac{d\omega(t)}{dt}+DQ\omega(t)=AQ^2$	J - момент інерції крильчатки; ω - кутова швидкість обертання крильчатки; Q - об'ємні витрати; A, D - постійні коефіцієнти
Вимірювальний перетворювач тиску	$\tau_o\frac{dP_2(t)}{dt}+P_2(t)=P_1(t);$ $\tau_o=\frac{128\mu_o V_o l_o}{\pi d^4 P_2}.$	$P_2(t)$ - поточне значення тиску газу; $P_1(t)$ - значення тиску на вході в манометричну трубку; μ_o - коефіцієнт динамічної в'язкості газу; V_o - об'єм газу; l_o і d - довжина і діаметр трубки манометра

Приклади диференціальних рівнянь вимірювальних перетворювачів другого порядку наведено в табл. 1.8.

Таблиця 1.8 – Диференціальні рівняння ВП другого порядку

Найменування	Диференціальне рівняння	Позначення
Вимірювальний перетворювач прискорення тіла	$m\frac{d^2x_o(t)}{dt^2}+k_1\frac{dx_o(t)}{dt}+c_1x_o(t)=ma_л(t)$	$a_л(t)$ - вимірюване прискорення; $x_o(t)$ - переміщення інерційної маси m приладу; k_1,c_1 - коефіцієнти демпфірування і жорсткості пружного елемента
Вимірювальний перетворювач кутової швидкості	$J\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2}+b_ol_o\frac{d\varphi(t)}{dt}+c_ol_1^2\varphi(t)=H_o\omega(t)$	$\varphi(t)$ - кут повороту; c_o - пружність протидійної пружини; l_1 - відстань від вихідної осі до лінії дії сили пружини; $\omega(t)$ - кутова швидкість (вимірювана величина)
Вимірювальний перетворювач вологості газу	$a_oT_o^2\frac{d^2\varphi_r(t)}{dt^2}+(a_oT_o+T_o)\frac{d\varphi_r(t)}{dt}+\varphi_r(t)=k\varphi_н(t)$	K - масштабний множник; a_o, T_o - параметри, які визначаються експериментально
Вимірювальний перетворювач температури	$\frac{d^2U(t)}{dt^2}+(\beta_1+\beta_2+\beta_3\alpha_k)\frac{dU(t)}{dt}+\beta_1\beta_3\alpha_kU(t)=\beta_1\beta_3\alpha_k\theta(t)$	U(t) - покази термометра; $\beta_1=k_oS_e/c_e$; $\beta_2=k_oS_e/c_{об}$; $\beta_3=S_{об}/c_{об}$ c_e, $c_{об}$ – повні теплоємності сенсора і оболонки; k_o - коефіцієнт теплопередачі; S_e, $S_{об}$ – площі сенсора і оболонки
Вимірювальний перетворювач тиску	$m\frac{d^2W(t)}{dt^2}+k_1\frac{dW(t)}{dt}+c_1W(t)=P(t)$	m - маса мембрани; k_1 - коефіцієнт демпфірування; c_1 - жорсткість мембрани; W(t) - поточне значення прогинання мембрани; P(t) - вимірюваний тиск

де $\omega = \sqrt{C/J}$ – власна частота вільних коливань засобу вимірювань; $\varepsilon = \frac{P}{2\sqrt{JC}}$ – ступінь заспокоєння вільних коливань; C – жорсткість сенсора зусилля; P – коефіцієнт заспокоєння; J – момент інерції рухомої частини перетворювача; φ – кут повороту рухомої частини перетворювача (вхідна величина); M – обертальний момент (вхідна величина).

Розв'язок даного рівняння отримано в середовищі символьної математики Maple

$$\varphi(t) = \frac{M}{J} \cdot \left\{ 1 - e^{-\varepsilon\omega t} \left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \cdot \sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right) + \cos\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right) \right] \right\},$$

а його графічне подання наведено на рис. 1.33.

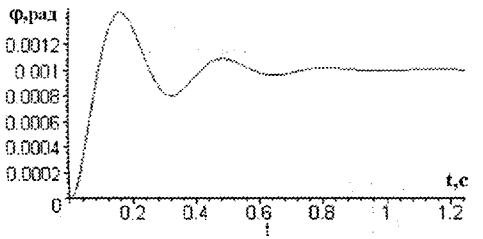


Рисунок 1.33

В усталеному режимі роботи засобу вимірювань вхідна і вихідна величини постійні, то, прирівнявши до нуля похідні, можна легко перейти від диференціального рівняння до рівняння перетворення.

Передаточна характеристика S(p) – досить детальна, але не зовсім зручна характеристика засобу вимірювань. Крім того, її досить важко експериментально визначити. Тому в практиці вимірювань використовують інші характеристики, які можна розглядати як розв'язок наведених диференціальних рівнянь для певних типових сигналів x(t) та початкових умов y(0).

Перехідна характеристика

Реакція засобу вимірювання на вхідний сигнал у вигляді ступінчастої функції 1(t) (функції Хевісайда) для нульових початкових умов називається *перехідною характеристикою* h(t). Згідно з наведеним означенням в праві частини диференціальних рівнянь першого і другого порядку як вхідний сигнал підставимо функцію Хевісайда h(t)

$$\tau \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot h(t),$$

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} + 2\varepsilon\omega \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} + \omega^2 \cdot \varphi(t) = \frac{h(t)}{J}$$

і розв'язком даних рівнянь отримаємо аналітичні залежності для перехідної характеристики аперіодичної

$$h_I(t) = k \cdot \left(1 - e^{\left(-\frac{t}{\tau}\right)}\right)$$

і коливальної ланок

$$h_{II}(t) = \frac{K}{J \cdot \omega^2} \cdot \left\{1 - e^{-\varepsilon\omega t}\left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \cdot \sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right) + \cos\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right)\right]\right\},$$

де К – коефіцієнт тензоперетворювача.

Графічне подання перехідних характеристик засобів вимірювань, що описуються диференціальними рівняннями першого і другого порядку, наведено на рис. 1.34.

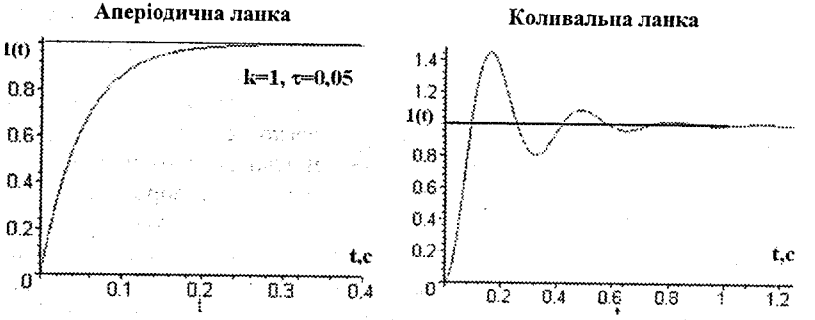


Рисунок 1.34

Чим швидше наближається перехідна функція h(t) до усталеного значення, тим менші інерційні властивості засобу вимірювань. Тому найбільш розповсюдженим способом нормування динамічних характеристик засобів вимірювання є нормування тривалості перехідного процесу.

Аналіз перехідної характеристики першого порядку

Для засобу вимірювань, що подається аперіодичною ланкою,

$$h_I(t) = k \cdot \left(1 - e^{(-t/\tau)}\right),$$

інерційні властивості характеризуються постійною часу τ. Знаючи τ, досить легко визначити і час, необхідний для наближення перехідного процесу до статичного режиму для будь-якої заданої точності.

Похибка в усталеному режимі є статичною похибкою. Наявність перехідного процесу зумовлює динамічну похибку. Тривалість перехідного процесу при заданій (допустимій) динамічній похибці $\Delta_{дн}$ визначають з рівняння

$$\Delta_{дн} = k \cdot e^{-\left(\frac{t_{пп}}{\tau}\right)},$$

де $t_{пп}$ – тривалість перехідного процесу.

З останнього рівняння тривалість перехідного процесу при заданому значенні динамічної похибки визначається за формулою

$$t_{пп} = \tau \cdot \ln\left(\frac{k}{\Delta_{дн}}\right).$$

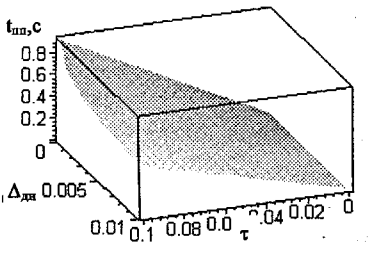


Рисунок 1.35

Таким чином, у засобах вимірювань з аперіодичним перехідним процесом, який описується перехідною характеристикою першого порядку, тривалість перехідного процесу (рис. 1.35) зменшується при зменшенні сталої часу τ і при збільшенні допустимої динамічної похибки $\Delta_{дн}$.

Аналіз перехідної характеристики другого порядку

Для засобу вимірювань моменту, що поданий аперіодичною ланкою

$$h_{II}(t) = \frac{K}{J \cdot \omega^2} \cdot \left\{1 - e^{-\varepsilon\omega t}\left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \cdot \sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right) + \cos\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right)\right]\right\}$$

інерційні властивості характеризуються тривалістю перехідного процесу t_*. Для оцінки швидкодії даного перетворювача знайдемо тривалість перехідного процесу t_*. Позначимо

$$g(t) = f(\varepsilon) \cdot \sin\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t + \cos\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t$$

та визначимо екстремальні значення функції $g(t)$. Для цього перетворимо дану функцію до вигляду

$$g(t)=\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}\cdot\left\{\frac{f(\varepsilon)}{\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}}\cdot\sin\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t+\frac{1}{\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}}\cdot\cos\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t\right\}.$$

Оскільки

$$\left[\frac{1}{\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}}\right]^2+\left[\frac{f(\varepsilon)}{\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}}\right]^2=1,$$

то існує аргумент φ_0 такий, що відповідає умовам

$$\frac{f(\varepsilon)}{\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}}=\cos(\varphi_0);\quad \frac{1}{\sqrt{f^2(\varepsilon+1)}}=\sin(\varphi_0).$$

Позначимо через $E=\sqrt{f^2(\varepsilon)+1}$ і матимемо

$$g(t)=E\cdot\left\{\sin\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t\cdot\mathrm{Cos}\varphi_0+\cos\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t\cdot\sin\varphi_0\right\}=E\cdot\sin\left(\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}t+\varphi_0\right),$$

або

$$g(t)=E\cdot\sin\left(\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}\cdot(t-\varphi_0)\right),$$

де

$$\varphi=-\frac{\varphi_0\cdot f(\varepsilon)}{\varepsilon\omega}.$$

З останнього рівняння випливає, що $|g(t)|\le E$, причому найбільших значень функція, що дорівнює E, досягає при значеннях t, для яких $\sin\left(\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}\cdot(t-\varphi)\right)=1$. Розв'язавши дане рівняння, отримаємо

$$\frac{\varepsilon\omega}{f(\varepsilon)}\cdot(t-\varphi)=\frac{\pi}{2}+2\cdot\pi k,\quad (k=0,\pm1,\pm2,...),$$

тобто

$$\tau=\varphi+\frac{f(\varepsilon)}{\varepsilon\omega}\cdot\left(\frac{\pi}{2}+2\cdot\pi k\right).$$

Аналогічно встановлено, що найменших значень $(g(t)=-E)$ функція g(t) досягає при

$$\tau=\varphi-\frac{f(\varepsilon)}{\varepsilon\omega}\cdot\left(\frac{\pi}{2}+2\cdot\pi k\right).$$

Тривалість перехідного процесу знаходимо з умови

$$\left|Q(t*)-\lim_{\tau\to\infty}Q(t)\right|\le\delta,\quad \delta>0,$$

де δ – нормоване значення абсолютної похибки, при якому закінчується перехідний процес у вимірювальному перетворювачі.

Оскільки $\lim\limits_{\tau\to\infty} Q(t) = K$, то

$$K \cdot e^{-\varepsilon\omega t} \cdot \sqrt{f^2(\varepsilon)+1} \le \delta$$

або

$$e^{-\varepsilon\omega t_*} \le \frac{\delta}{K \cdot \sqrt{f^2(\varepsilon)+1}} = \Delta .$$

Оскільки $e^{-\varepsilon\omega t_*} < 1$, то при $\Delta > 1$ нерівність стає тривіальною. Отже, необхідно, щоб виконувалась нерівність $\Delta > 1$, тобто

$$\delta < K \cdot \sqrt{f^2(\varepsilon)+1}$$

і тоді дістанемо залежність для визначення тривалості перехідного процесу

$$t_* \ge -\frac{\ln\Delta}{\varepsilon\omega} = -\frac{1}{\varepsilon\omega} \cdot \ln\frac{\delta}{K \cdot \sqrt{f^2(\varepsilon)+1}} = -\frac{1}{\varepsilon\omega} \cdot \ln\left(\frac{\delta}{K} \cdot \sqrt{1-\varepsilon^2}\right).$$

Аналіз результатів, наведених на рис. 1.36, дозволяє дійти таких висновків.

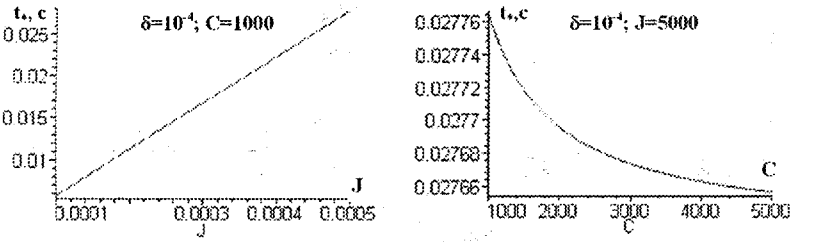


Рисунок 1.36

У засобах вимірювань з коливальним перехідним процесом, який описується перехідною характеристикою другого порядку, тривалість перехідного процесу (рис. 1.36) лінійно зростає із збільшенням значення моменту інерції рухомої частини перетворювача і зменшується в процесі збільшення жорсткості сенсора зусилля.

Імпульсна характеристика

Реакцію засобу вимірювань на вхідний одиничний миттєвий імпульс δ(t) (дельта-функція або функція Дірака) називають імпульсною характеристикою.

В праві частини диференціальних рівнянь першого і другого порядку як вхідний сигнал підставимо функцію Дірака $\delta(t)$

$$\tau \cdot \frac{dy}{dt} + y = k \cdot \delta(t),$$

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} + 2\varepsilon\omega \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} + \omega^2 \cdot \varphi(t) = \frac{\delta(t)}{J}$$

і розв'язком даних рівнянь будуть аналітичні залежності для імпульсної характеристики аперіодичної

$$\delta_I(t) = \frac{k \cdot e^{\left(-\frac{t}{\tau}\right)}}{\tau}$$

і коливальної ланок

$$\delta_{II}(t) = \frac{1}{J \cdot \sqrt{1-\varepsilon^2}\omega} \cdot e^{-\varepsilon\omega t} \cdot \sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\omega t\right).$$

Графічне подання імпульсних характеристик для аперіодичної і коливальної ланок наведено на рис. 1.37.

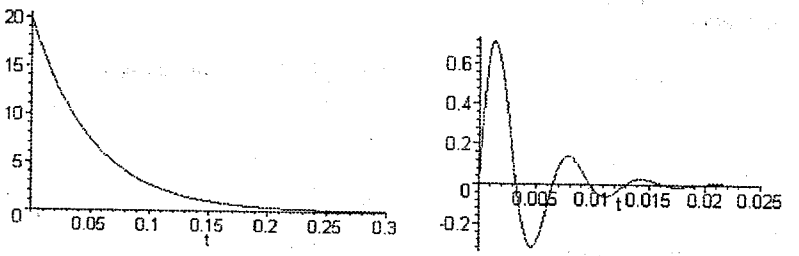


Рисунок 1.37

Амплітудно- і фазочастотна характеристики

Для практичного застосування інколи доцільно оперувати не з розглянутими вище часовими характеристиками (імпульсною і перехідною), а з передаточною функцією (операторною чутливістю) засобу вимірювання.

Передаточна функція визначається за допомогою перетворення Лапласа. Перетворення Лапласа для функції $f(t)$ має вигляд

$$F(p) = \int_0^\infty f(t) \cdot e^{-pt} dt,$$

де f(t) – функціонал функції f(t); F(p) – зображення функції f(t); p – оператор Лапласа.

Передаточною функцією засобу вимірювань називають відношення зображення за Лапласом його вихідного сигналу Y(p) до зображення за Лапласом вхідного сигналу X(p) для нульових початкових умов

$$S(p)=\frac{Y(p)}{X(p)}=\frac{b_m p^m+b_{m-1}p^{m-1}+\ldots+b_1 p+b_o}{a_n p^n+a_{n-1}p^{n-1}+\ldots+a_1 p+a_o}.$$

Для практичних розрахунків динамічних властивостей засобів вимірювань доцільно розглядати окремий випадок передаточних функцій за умови, коли $p=j\omega$. В даному випадку перетворення Лапласа перетворюється в перетворення Фур'є, передаточна функція S(p) виражається сукупністю амплітудно- і фазочастотних характеристик. $S(j\omega)$ – амплітудно-фазова характеристика. Вона дає уявлення про частотні властивості засобів вимірювань.

Передаточна функція для аперіодичної ланки матиме вигляд

$$S_I(p)=\frac{k}{\tau\cdot p+1}.$$

Перейдемо в часову область

$$S_I(j\omega)=\frac{k}{\tau\cdot j\omega+1}.$$

Відокремимо в знаменнику дійсну і уявну частини

$$S(j\omega)=\frac{k}{a(\omega)+jb(\omega)}.$$

Врахувавши зв'язок між алгебричними і показниковими формами подання комплексних величин, отримаємо вирази для амплітудно-

$$A(\omega)=\frac{k}{\sqrt{a^2(\omega)+b^2(\omega)}}=\frac{k}{\sqrt{\tau^2\omega^2+1}}$$

і фазочастотної характеристик

$$\Phi(\omega)=\operatorname{arctg}\left[-\frac{b(\omega)}{a(\omega)}\right]=\operatorname{arctg}(-\omega\tau).$$

Амплітудно-частотна характеристика (рис. 1.38) характеризує спектр частот, що пропускає засіб вимірювань. Очевидно, якщо останній має велику інерційність, то даний засіб вимірювань характеризується великою тривалістю перехідного процесу і тому спектр його частот буде знаходитись в області низьких частот. Функції h(t), δ(t), S(p), $S(j\omega)$ засобів вимірювань пов'язані між собою (табл. 1.9).

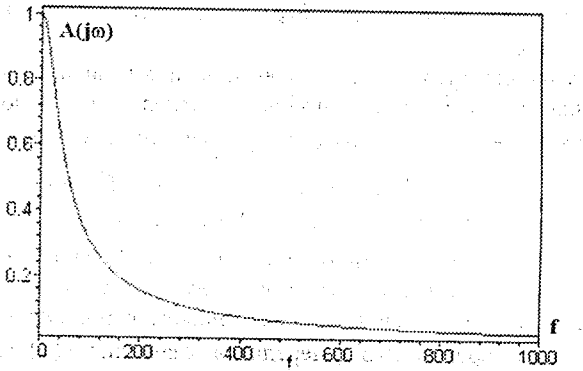


Рисунок 1.38

В табл. 1.9 прийнято такі позначення: L– пряме перетворення Лапласа; $L^{-1}(f(p)=\frac{1}{2\pi j}\cdot\int\limits_{-(\sigma_0+j\omega)}^{\sigma_0+j\omega} f(p)\cdot e^{pt}\,dt$ – обернене перетворення Лапласа; $F[f(j\omega)]=\int\limits_{-\infty}^{\infty} f(t)\cdot e^{-j\omega t}\,dt$ – пряме перетворення Фур'є; $F^{-1}[f(j\omega)]=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} f(j\omega)\cdot e^{j\omega t}\,dt$ – обернене перетворення Фур'є; σ_0 – абсциса абсолютної збіжності функції.

Таблиця 1.9 – Зв'язок між динамічними характеристиками засобів вимірювань

Характеристика	h(t)	δ(t)	S(jω)	S(p)
h(t)	-	$\int\limits_0^t \delta(t)dt$	$F^{-1}\left[\frac{S(j\omega)}{j\omega}\right]$	$L^{-1}\left[\frac{S(p)}{p}\right]$
δ(t)	$\frac{dh(t)}{dt}$	-	$F^{-1}[S(j\omega)]$	$L^{-1}[S(p)]$
S(jω)	jωF[h(t)]	F[δ(t)]	-	$S(p)\Big\vert_{p=j\omega}$
S(p)	pL[h(t)]	L[δ(t)]	$S(j\omega)\Big\vert_{p=j\omega}$	-

1.7.6 Приклад оцінювання метрологічних характеристик

Процес руху рухомої частини вимірювального перетворювача залежності пускового моменту від напруги живлення асинхронного двигуна описується таким диференційним рівнянням

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2}+2\cdot\varepsilon\cdot\omega\frac{d\varphi(t)}{dt}+\omega^2\varphi(t)=\frac{M_к}{J}\cdot \qquad (1.32)$$

З (1.32) за наведеною вище методикою отримано аналітичні залежності для визначення перехідної

$$h_M(t)=\frac{1}{J\omega^2}\cdot\left\{1-\exp(-\varepsilon\omega t)\cdot\left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}\cdot\sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right)+\cos\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right)\right]\right\} \qquad (1.33)$$

і імпульсної характеристик

$$\delta_M(t)=\frac{1}{J\cdot\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega}\cdot\exp(-\varepsilon\omega t)\cdot\sin\left(\sqrt{1-\varepsilon^2}\,\omega t\right) \qquad (1.34)$$

для випадку коливального перехідного процесу ($\varepsilon < 1$), де $\varphi(t)$ – кут повороту рухомої частини перетворювача; J – момент інерції рухомої частини перетворювача; $\omega=\sqrt{C/J}$ – власна частота вільних (недемпфірованих) коливань перетворювача; $\varepsilon=P/(2\cdot\sqrt{JC})$ – ступінь заспокоєння вільних коливань рухомої частини вимірювального перетворювача; C – жорсткість сенсора зусилля; P – коефіцієнт заспокоєння вимірювального перетворювача.

Графічне подання імпульсної і перехідної характеристик засобу вимірювання залежності $M_к = f(U_к)$ наведено на рис. 1.39 і рис. 1.40, відповідно.

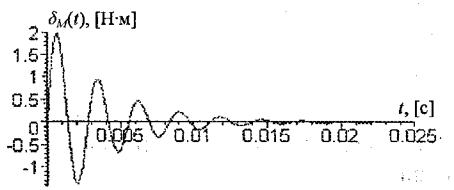


Рисунок 1.39

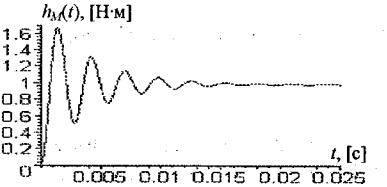


Рисунок 1.40

Статичні метрологічні характеристики

Прирівняємо в рівнянні (1.32) похідні до нуля і отримаємо функцію перетворення вимірювального перетворювача пускового моменту

$$M=\frac{K_{сз}\, g M_к}{C}, \tag{1.35}$$

де $K_{сз}$ – функція тензорезистивного сенсора зусилля; $M_к$ – вхідна величина; g – прискорення вільного падіння.

Якщо як СЗ застосувати тензорезистивний сенсор, то за рахунок пружних властивостей його мембрани створюється протидійний момент $M_{пр}$ переміщенню вимірювального важеля. В результаті цього на вході сенсора діятиме зусилля

$$Q=\frac{K_{сз}\, M_к}{CL}, \tag{1.36}$$

де L – довжина вимірювального важеля.

Під дією інформативного параметра (зусилля Q) мембрана деформується, що, в свою чергу, викликає зміну опору ΔR мостової схеми тезорезисторів

$$\Delta R=S_T Q,$$

де S_T – чутливість тензорезистивного перетворювача.

Зміна опору приводить до зміни вихідної напруги ΔU тензомоста. Якщо опори всіх чотирьох плечей моста однакові, то напруги

$$U_1=U_2=\frac{U}{2},$$

де $U = IR$ – напруга, якою живиться мостова схема; I – струм опорного джерела живлення; R – опір мостової схеми тензорезисторів.

Коли вхідна величина Q викликає зміну опору ΔR тензорезистивного сенсора, напруга $U_1 \neq U_2$. Тому вихідна напруга тензомоста для малих опорів складає

$$\Delta U=U\cdot\frac{\Delta R}{4R}=\frac{1}{4}S_T IQ. \tag{1.37}$$

Підсилений в $K_п$ разів сигнал

$$U_a=\frac{1}{4}\cdot\frac{K_a I K_{СЗ} S_T M_К}{CL},$$

надходить на вхід аналого-цифрового перетворювача послідовного наближення, де перетворюється в бінарний код

$$N=\frac{1}{4}\cdot\frac{K_п I K_{сз} S_T M_к 2^n}{CL U_o}. \tag{1.38}$$

Теоретична і експериментальна статична характеристики засобу вимірювання пускового моменту лінійні (рис. 1.41, 1.42, відповідно).

Встановлено, що статична характеристика даного засобу контролю лінійна при виконанні умови ($C \geq 5000$) і в широкому діапазоні зміни чутливості сенсора зусилля S_T.

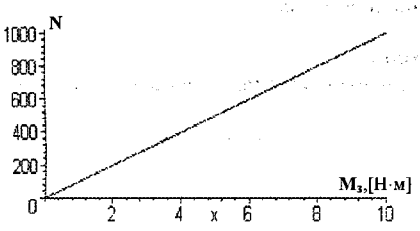


Рисунок 1.41

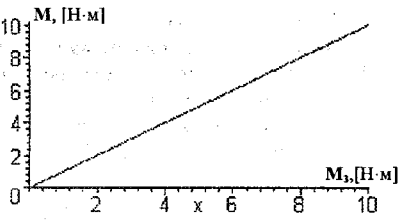


Рисунок 1.42

До основних статичних метрологічних характеристик крім функції перетворення і статичної характеристики відносять чутливість, адитивну та мультиплікативну складові похибки, похибку нелінійності, номінальну функцію перетворення. Цих характеристик достатньо, щоб здійснити нормування похибок засобів вимірювань в статичному режимі роботи. Необхідно також, щоб і математичний апарат досліджень засобів вимірювання в статичному режимі дозволяв досить просто отримувати виділені нормативними документами метрологічні характеристики. Для отримання аналітичних залежностей (табл. 1.10) для оцінювання виділених статичних метрологічних характеристик використано підхід, який наведено в 1.7.4.

Таблиця 1.10 – Основні статичні метрологічні характеристики

Найменування МХ	Аналітичні залежності
Чутливість	$S_N = \frac{1}{4} \cdot \frac{K_п I K_{сз} S_T 2^n}{C L U_o}$
Номінальна функція перетворення	$N_{ном} = \frac{1}{24} \cdot \frac{K_п I K_{сз} S_T 2^n M_к}{C L U_o} \cdot \left(6 + 3M_к + M_к^2\right)$
Похибка нелінійності перетворення	$\Delta_н = \frac{1}{24} \cdot \frac{K_п I K_{сз} S_T 2^n M_к}{C L U_o} \cdot \left(6 + 3M_к\right)$
Адитивна складова похибки	$\Delta_а = \frac{1}{4} \cdot \frac{K_п I K_{сз} S_T 2^n M_к}{C L U_o} \cdot (\Delta C)^2$
Мультиплікативна складова похибка	$\Delta_м = \frac{1}{4} \cdot \frac{K_п I K_{сз} S_T 2^n M_к}{C^2 L U_o} \cdot (\Delta C)$

Контрольні питання та завдання

1. **Статичні метрологічні характеристики: функція перетворення, рівняння перетворення, статична характеристика, градуювальна характеристика.**
2. **Статичні метрологічні характеристики: чутливість, поріг чутливості, зона нечутливості, діапазон вимірювання, швидкодія.**
3. **Похибка взаємодії.**
4. **Похибки засобів вимірювальної техніки.**
5. **У чому полягає суть абсолютної, відносної, адитивної, зведеної, мультиплікативної похибок?**
6. **Нормування похибок засобів вимірювань у вигляді числа.**
7. **Методика нормування абсолютної похибки.**
8. **Методика нормування відносної похибки.**
9. **Методика нормування зведеної похибки.**
10. **Нормування похибок засобів вимірювань у вигляді лінійної функції.**
11. **Чим зумовлена різниця між статичними і динамічними характеристиками ЗВ?**
12. **Які форми подання статичної характеристики Ви знаєте?**
13. **Чому похибку вимірювання не ототожнюють з похибкою засобів вимірювання?**
14. **Якими похибками характеризуються засоби вимірювань?**
15. **Які характеристики належать до динамічних властивостей засобів вимірювання?**
16. **Наведіть диференціальні рівняння, аналітичні залежності і графічне подання розв'язку даних рівнянь для аперіодичної і коливальної ланок.**
17. **Як отримують перехідну характеристику для аперіодичної і коливальної ланок?**
18. **Наведіть аналітичні залежності і графічне подання імпульсних характеристик для аперіодичної і коливальної ланок.**
19. **Які Ви знаєте частотні характеристики засобів вимірювальної техніки?**
20. **Наведіть методику оцінювання основних статичних метрологічних характеристик засобів вимірювання.**
21. **Мілівольтметр має рівномірну шкалу з нульовою відміткою в її середині, розподілену на 50 поділок. Нижня межа вимірювання мілівольтметра $U_н$ = -250 [мВ], а верхня $U_в$ = +250 [мВ]. Навести графічне зображення цієї шкали та визначити ціну поділки. Знайти абсолютну і зведену похибки градуювання шкали мілівольтметра. Визначити чутливість.**
22. **Вольтметр має рівномірну шкалу, розподілену на 100 поділок з нульовою відміткою на початку шкали. Верхня межа вимірювання вольтметра $U_в$ = +100 [В]. Навести графічне зображення цієї шкали та визначити ціну поділки. Знайти абсолютну і зведену похибки градуювання шкали мілівольтметра. Визначити чутливість.**
23. **Під час повірки вольтметра магнітоелектричної системи з верхньою межею вимірювання 500 [В] в оцифрованих відмітках шкали {100; 200; 300; 400; 500 [В]} отримано відповідні покази цифрового вольтметра: 93; 194; 305; 404; 497 [В]. До якого класу точності відноситься вольтметр, якщо пронормовано абсолютну похибку? Побудувати залежність абсолютної похибки для всіх оцифрованих відміток шкали.**

24. Проведено повірку амперметра з верхньою межею вимірювання 50 [А] у таких оцифрованих відмітках шкали: 10, 20, 30, 40, 50 [А]. Отримано відповідні покази зразкового приладу: 10,05; 20,04; 29,97; 40,02; 50,01 [А]. До якого класу точності можна віднести амперметр за результатами повірки, якщо для нормування класу точності використано зведену похибку? Побудувати залежність зведеної похибки від оцифрованих відміток шкали.

25. Проведено повірку амперметра з верхньою межею вимірювання 100[А] у таких оцифрованих відмітках шкали: 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 [А]. Отримано відповідні покази зразкового приладу: 9,91; 20,08; 29,93; 40,06; 50,95; 60,03; 70,01; 80,05; 90,025; 100,01 [А]. До якого класу точності можна віднести амперметр за результатами повірки, якщо для нормування класу точності використано відносну похибку? Побудувати залежність відносної похибки від оцифрованих відміток шкали.

1.8 Повірка засобів вимірювальної техніки

Засоби вимірювальної техніки (ЗВТ) є технічними засобами, які характеризуються нормованими метрологічними характеристиками. Надійність ЗВТ визначається їхньою здатністю витримувати метрологічні параметри в регламентованих межах. Вихід за ці межі класифікується як метрологічна відмова. Відповідність метрологічних характеристик їх нормованим значенням встановлюють у процесі повірки засобів вимірювальної техніки.

Повірка полягає у визначенні похибок засобів вимірювальної техніки і встановленні їхньої придатності до застосування.

Повірку здійснюють органи державної і відомчої служби. Державна повірка здійснюється органами державної метрологічної служби засобів вимірювальної техніки, які використовуються у сферах, що підлягають метрологічному нагляду. Відомча повірка здійснюється метрологічними відомчими службами ЗВТ, що не підлягають державній повірці.

Виділяють такі види повірки:

- первинна;
- періодична;
- позачергова;
- інспекційна;
- вибіркова.

Первинна повірка виконується вперше після виготовлення ЗВТ або після ремонту, також при імпорті партіями.

Періодична повірка виконується протягом експлуатації ЗВТ через встановлений проміжок часу (міжповірочний інтервал).

Позачергова повірка ЗВТ здійснюється до терміну чергової періодичної повірки.

Інспекційна повірка ЗВТ виконують, здійснюючи державний на-

гляд.

Вибіркова повірка групи ЗВТ, що вибрані з партії встановленим чином, виконується за результатами, які визначають придатність усієї партії.

Повірку розпочинають із зовнішнього огляду засобу вимірювальної техніки, при якому виявляють основні технічні характеристики, що позначені на шкалі і корпусі приладу у вигляді умовних позначень або знаків. Метою зовнішнього огляду також є виявлення механічних дефектів, які можуть призвести в подальшому до недопустимої похибки або до порушення його роботоздатності. Під час зовнішнього огляду також контролюють комплектність засобу, наявність та стан кабелів і ін.

Повірку ЗВТ здійснюють двома методами:

- поелементно;
- комплектно.

Поелементна повірка, під час якої метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки визначають за метрологічними характеристиками їх окремих частин.

При поелементній повірці визначають метрологічні характеристики кожного вимірювального перетворювача. Потім на основі відомих функціональних залежностей між вимірювальними перетворювачами визначають сумарні метрологічні характеристики повірюваного засобу. Поелементна повірка досить складна і трудомістка.

Комплектна повірка, під час якої метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки визначають як для єдиного цілого без визначення метрологічних характеристик окремих її частин.

Комплектна повірка може здійснюватися декількома методами (рис. 1.43).

1. Метод зразкових приладів. В основу даного методу покладено одночасне вимірювання фізичної величини повірюваним (ПЗВТ) і зразковим (ЗЗВТ) засобами вимірювальної техніки. При цьому оператор має встановити, що на зразковий і повірюваний засіб діє одна й та ж інтенсивність фізичної величини.

Характерною рисою методу зразкових приладів є застосування в автоматизованій системі зразкових приладів, що мають відомі і стабільні МХ. До зразкових засобів вимірювальної техніки висувається така вимога: точність зразкового засобу має бути в 3-5 разів вищою, ніж точність повірюваного засобу.

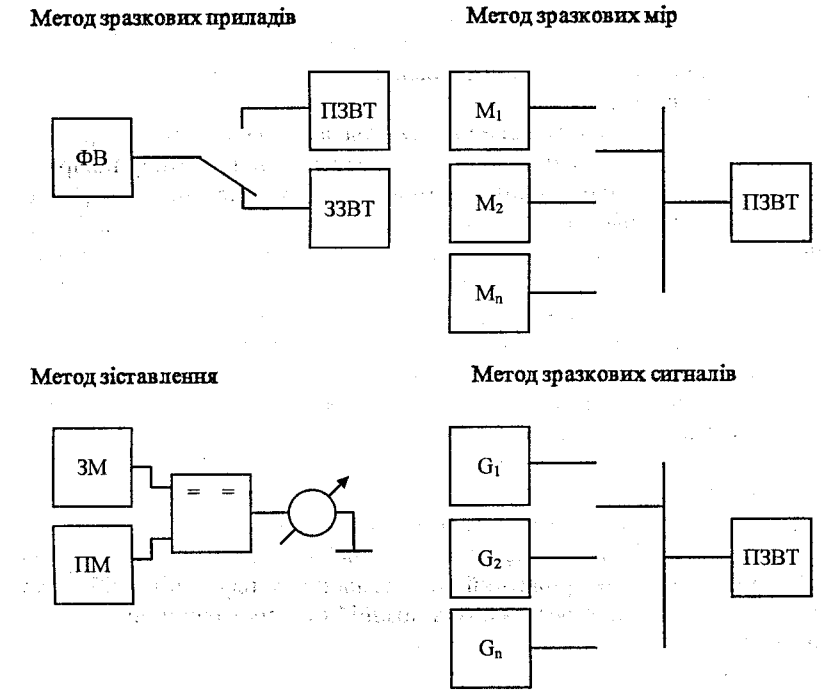


Рисунок 1.43

2. Метод зразкових мір. У цьому методі похибка повірюваного засобу визначається шляхом зіставлення дійсного значення міри (М) із дійсним значенням ПЗВТ.

Повірка мір здійснюється декількома способами:

- шляхом порівняння за допомогою компаратора ПП вихідної величини міри і зразкової міри (ЗМ) для визначення систематичної складової похибки;
- прямим вимірюванням величини, що відтворює повірювана міра (ПМ), вимірювальним приладом більш високої точності;
- опосередкованим вимірюванням;
- калібруванням набору мір шляхом сукупних вимірювань.

3. Метод зіставлення. Під час такої повірки зразкова міра зіставляється з повірюваною за допомогою спеціального зразкового компаратора відповідного типу і класу.

При автоматизації повірочних робіт одним з актуальних є питання вибору методу повірки автоматизованих засобів вимірювальної техніки

(вимірювальний канал, вимірювальна система, вимірювальна інформаційна система). В основу побудови систем для автоматизації метрологічних випробувань можуть бути покладені методи зразкових приладів або зразкових сигналів (мір).

4. Метод зразкових сигналів. Метод зразкових сигналів є розвитком методу зразкових мір. Характерною рисою даного методу повірки є наявність у вимірювальній автоматизованій системі програмно-керованих пристроїв (генераторів) формування зразкових сигналів, що мають відомі стабільні метрологічні характеристики. Первинні вимірювальні перетворювачі (сенсори) при експериментальному визначенні метрологічних характеристик вимикають, а їх функціонування імітують генератори. Генератор забезпечує формування на вході системи електричних сигналів, які відповідають точкам діапазону вимірювань.

Електричні сигнали на виходах генераторів можуть бути подані такими електричними величинами:

- постійним або змінним струмами;
- напругою постійного або змінного струму, частотою;
- електричним опором, індуктивністю, ємністю.

Під час повірки засобів вимірювальної техніки необхідно встановити, придатний чи непридатний до подальшої експлуатації засіб. Тому повірку ЗВТ необхідно розглядати з позицій сучасної теорії вірогідності контролю.

1.9 Державна система забезпечення єдності вимірювань

Державна система забезпечення єдності вимірювань встановлює вимоги до еталонів одиниць фізичних величин і до системи передачі розміру одиниці кожної величини до робочого засобу вимірювання.

Стан вимірювань, за якого їхні результати виражаються в узаконених одиницях і похибки вимірювань відомі із заданою ймовірністю, забезпечує повірочна схема.

Повірочна схема являє собою нормативний документ, що регламентує метрологічну підпорядкованість засобів вимірювальної техніки, які беруть участь у передаванні розміру одиниці фізичної величини від еталона або вихідного зразкового засобу вимірювальної техніки до інших засобів вимірювань із встановленням методів і похибок передавання.

Еталон – засіб вимірювальної техніки, що забезпечує відтворення та (або) зберігання одиниці фізичної величини і передавання її розміру відповідним засобам, що стоять нижче за повірочною схемою, офіційно затверджений як еталон.

Вихідним називають засіб вимірювальної техніки, що має метро-

логічні характеристики, які відповідають найвищому ступеню повірочної схеми метрологічної служби.

Оскільки повірочна схема призначена в загальному випадку для передачі розмірів одиниць величини від державних еталонів до об'єктів повірки з забезпеченням можливості проведення метрологічних випробувань (контрольних, державних, повірки, атестації) засобів різних класів точності, в основу її побудови закладено багатоступеневий принцип, тобто повірочна схема повинна мати у своєму складі не менше, ніж два ступеня передачі розміру одиниці величини.

В зв'язку з тим, що повірочна схема є багатоступеневою передачею розміру одиниці величини, то, крім державного еталона, створюють еталони-копії, робочі еталони, а також зразкові засоби 1, 2 і 3-го розрядів. Для державної повірочної схеми як вихідний зразковий засіб слугує державний еталон.

Виділяють такі види повірочних схем: державні, відомчі, локальні. Державна повірочна схема оформляється у вигляді державного стандарту, який має в своєму складі креслення повірочної схеми і необхідну текстову частину. Відомчі і локальні повірочні схеми оформляються у вигляді креслень, які при необхідності можуть доповнюватися текстовими поясненнями.

На рис. 1.44 наведено приклад державної повірочної схеми, де 1 – державний еталон; 2 – метод передачі розміру одиниці; 3 – еталон-копія; 4 – еталон-порівняння; 5 – робочий еталон; 6-8 – зразкові засоби відповідного розряду; 9 – зразкові засоби вимірювань, що запозичені з інших повірочних схем; 10 – робочі засоби вимірювань.

Коротко охарактеризуємо складові повірочної схеми.

Державний еталон – еталон, що забезпечує відтворення та (або) зберігання одиниці фізичної величини з найвищою в країні точністю.

Висока точність еталона не має сенсу, якщо її неможливо передати зразковим і робочим засобам вимірювань.

Передавання розміру одиниці полягає в зведенні одиниці фізичної величини, яка відтворюється або зберігається засобом вимірювань, що повіряється, до розміру одиниці, що відтворюється або зберігається еталоном, зразковим засобом вимірювань, яке здійснюється при їх звірянні (повірці).

Зразковим називають засіб вимірювальної техніки, який служить для повірки інших засобів вимірювань і затверджений як зразковий.

Робочим називають засіб вимірювальної техніки, що застосовується для вимірювань, не пов'язаний з передаванням розміру одиниці фізичної величини іншим засобам.

Еталон-копія – еталон, призначений для передавання розміру фізичної величини зразковим засобам вимірювальної техніки.

При фізичній реалізації повірочної схеми до еталонів і зразкових засобів, що входять до її складу, висуваються такі вимоги, які б забезпечили необхідний рівень метрологічного експерименту. Очевидно, що співвідношення характеристик точності зразкових засобів більш високих ступенів повірочної схеми, включаючи точність передавання одиниці від ступеня до ступеня, повинно бути таким, щоб характеристики точності зразкових засобів і-го ступеня були визначальними для оцінки точності подальшого передавання одиниці фізичної величини.

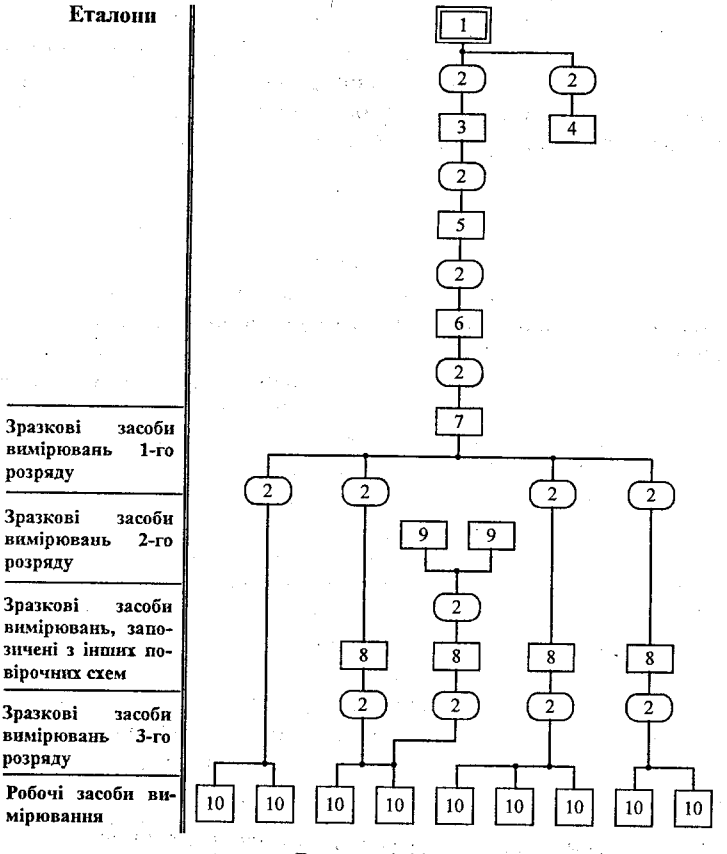


Рисунок 1.44

Співвідношення характеристик похибок результатів вимірювань, отриманих зразковими засобами вимірювань суміжних ступенів, встановлюються в діапазоні 3-5. Наприклад, клас точності зразкового засобу

вимірювань 2-го розряду повинен бути в 3-5 разів вищим за клас точності зразкового засобу вимірювань 3-го розряду. В тому ж діапазоні встановлено співвідношення характеристик точності зразкових і робочих засобів вимірювальної техніки при повірці.

1.9.1 Структура та функції метрологічної служби України

Національним органом із забезпечення єдності вимірювань в Україні згідно з прийнятим у квітні 1993 року Декретом Кабінету Міністрів України № 40-93 «Про забезпечення єдності вимірювань» є Державний комітет України зі стандартизації, метрології та сертифікації (Держстандарт України).

Метрологічна служба – це мережа організацій, зокрема організація чи окремий підрозділ, на які покладена відповідальність за забезпечення єдності вимірювань у закріпленій сфері діяльності.

Метрологічна служба України складається з державної метрологічної служби і метрологічних служб міністерств, відомств, підприємств і організацій, координацію діяльності яких здійснює Держстандарт України.

До складу державної метрологічної служби, яку очолює Державний комітет України зі стандартизації, метрології та сертифікації (Держстандарт України), входять:

– відповідні підрозділи центрального апарату Держстандарту України;

– головна організація із забезпечення єдності вимірювань в Україні – Державне науково-виробниче об'єднання «Метрологія» (ДНВО «Метрологія»);

– головні організації з видів вимірювань і напрямів діяльності – ДНВО «Метрологія», Державний науково-дослідний інститут «Система», Український, Дніпропетровський, Івано-Франківський, Харківський та Білоцерківський центри стандартизації та метрології;

– державні служби єдиного часу й еталонних частот, стандартних зразків і матеріалів;

– територіальні органи державної метрологічної служби в Республіці Крим, областях, містах і районах.

Метрологічні служби міністерств, відомств, підприємств та організацій організовують і виконують роботи щодо забезпечення єдності вимірювань у закріпленій сфері діяльності, основними з яких є організація та проведення робіт щодо державного та технічного вивіряння, метрологічної атестації, калібрування та ремонту засобів вимірювальної техніки; розробки методик виконання вимірювань, методик вивіряння та

калібрування засобів вимірювальної техніки; здійснення метрологічного контролю і нагляду.

Функції державної метрологічної служби:

– удосконалення з урахуванням соціально-економічного розвитку України пріоритетних напрямів розвитку метрології;

– розроблення наукових, технічних, законодавчих та організаційних основ метрологічного забезпечення;

– організація виконання фундаментальних досліджень нових фізичних ефектів і уточнення значень фундаментальних фізичних констант із метою вдосконалення еталонної бази;

– встановлення одиниць фізичних величин, що допускаються до застосування;

– організація робіт, що пов'язані з розробленням, зберіганням і підтриманням на сучасному рівні еталонної бази України;

– встановлення єдиного порядку передавання розмірів одиниць фізичних величин від державних еталонів засобам вимірювань;

– встановлення єдиних вимог щодо метрологічних характеристик засобів вимірювань і характеристик похибок вимірювань;

– державний та відомчий метрологічний нагляд за розробленням, виробництвом, станом, застосуванням і ремонтом засобів вимірювань;

– стандартизація норм і правил метрологічного забезпечення;

– розроблення та затвердження державних стандартів і інших нормативних документів із забезпечення єдності вимірювань;

– організація державної повірки засобів вимірювань;

– ведення Державного реєстру засобів вимірювань, допущених до застосування в Україні;

– організація розроблення та атестації методик виконання вимірювань;

– ліцензування на право виготовлення та імпорту засобів вимірювань;

– розроблення концепції участі України в роботі міжнародних організацій з метрології, а також реалізації міжнародних угод у галузі метрології і метрологічного забезпечення;

– виконання робіт, пов'язаних із взаємовизнанням результатів державних випробувань і затвердження типу, повірки, калібрування та метрологічної атестації засобів вимірювань.

1.9.2 Міжнародні організації зі стандартизації

Міжнародна організація зі стандартизації (ISO) почала офіційно діяти з 1947 р., коли затверджено її Статут. У Статуті ISO так сформульована мета її діяльності:

«Метою Організації є сприяння розвитку стандартизації на світовому рівні для полегшення міжнародного товарообміну і взаємодопомоги, а також для розширення співробітництва в галузі інтелектуальної, наукової, технічної і економічної діяльності».

Для досягнення цієї мети вона може:

– вживати заходи для полегшення координації й уніфікації національних стандартів і з цією метою видавати необхідні рекомендації;

– встановлювати міжнародні стандарти;

– як можна сприяти й полегшувати розробку нових стандартів, що мають спільні правила й однаково застосовуються як на національному, так і на міжнародному рівні;

– організовувати обмін інформацією про роботу своїх комітетів;

– співробітничати з іншими організаціями, які прагнуть до співпраці в суміжних питаннях, що відносяться до стандартизації.

Міжнародна організація зі стандартизації є найбільш представницькою з усіх організацій, що працюють у даній галузі.

Членами ISO є національні організації зі стандартизації. Кожна держава може бути представлена в ISO тільки однією організацією.

1.9.3 Міжнародна електротехнічна комісія

Найстарша організація з міжнародного співробітництва в галузі стандартизації МЕК (IEC) формально затверджена в 1906 р. у Лондоні.

Міжнародна електротехнічна комісія є основним міжнародним органом у галузі стандартизації з електротехніки й радіоелектроніки. Одночасне існування двох міжнародних організацій зі стандартизації (ISO і IEC) цілком виправдано. Якщо сфера діяльності ISO поширюється на всі галузі промислового й сільськогосподарського виробництва, то сфера діяльності IEC обмежується тільки двома галузями (електротехніка та радіоелектроніка). Але продукція цих галузей застосовується практично у всій світовій економіці.

Статут МЕК бачить основну задачу комісії у сприянні координації національних стандартів у галузі електротехніки, радіоелектроніки і зв'язку. Крім стандартизації МЕК здійснює роботу з міжнародної сертифікації виробів електронної техніки.

З 1975 року рекомендації МЕК отримали статус міжнародних стандартів. Міжнародні стандарти розробляють технічні комітети, які можна поділити на десять груп:

– загальнотехнічні питання, термінологія, позначення, величини й одиниці;
– двигуни й електричні машини;
– лінії передач і їх обладнання;
– кабелі й провідники;
– електрообладнання;
– побутові електроприлади й освітлення;
– засоби вимірювальної техніки, системи керування промисловими підприємствами;
– ізоляції;
– джерела живлення;
– радіозв'язок, радіообладнання й електронна апаратура.

1.9.4 Міжнародна організація законодавчої метрології

Дана організація діє з 1956 року. Її основним завданням є встановлення єдності вимірювань на міжнародному рівні для забезпечення збігання результатів вимірювання і досліджень, що проводяться різними державами, для досягнення однакових технічних характеристик виробів, властивостей речовин, матеріалів та іншої продукції, яка є предметом товарообміну між державами. Міжнародна організація законодавчої метрології (МОЗМ) розробляє рекомендації до оцінки похибок вимірювань, методів вимірювань, загальних питань теорії вимірювань, методів повірки засобів вимірювань, термінології, позначень і т. ін. Крім того, МОЗМ є науково-технічним центром з обміну інформацією про діяльність національних організацій метрологічного нагляду.

Практична діяльність із забезпечення єдності вимірювань на міжнародному рівні здійснює Міжнародне бюро мір і ваги, яке має у своєму складі наукові лабораторії, що територіально розміщені на інтернаціональній території у м. Севр (Франція). Основною задачею цього бюро є зберігання й підтримання міжнародних еталонів одиниць фізичних величин і порівняння з ними національних еталонів.

Контрольні питання

1. **Які Ви знаєте методи повірки засобів вимірювань?**
2. **Наведіть структуру і розкрийте функції метрологічної служби України.**
3. **Функції й основні задачі міжнародних організацій.**

Розділ 2 ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

2.1 Загальні відомості

Електромеханічні вимірювальні прилади відносять до аналогових засобів вимірювання.

Засіб вимірювання, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою шкали та вказівника, називається аналоговим вимірювальним приладом.

В свою чергу аналогові вимірювальні прилади поділяють на електромеханічні і електронні.

Електромеханічними називають аналогові вимірювальні прилади, в яких вхідна електрична величина перетворюється в лінійне або кутове переміщення рухомої частини вимірювального механізму.

Вони прості, надійні, зручні в експлуатації, недорогі і в зв'язку з цими якостями знайшли широке застосування.

Електромеханічні аналогові прилади прямої дії будуються за структурною схемою, поданою на рис. 2.1.



Рисунок 2.1

У вимірювальному колі вхідна електрична величина X перетворюється в електричну величину X', яка діє на вимірювальний механізм. Вимірювальний механізм перетворює електричну величину X' в механічне (кутове α або лінійне) переміщення, значення якого відображається на відліковому пристрої.

До вимірювального кола можуть входити подільники напруги, шунти, випрямлячі, елементи для компенсації температурних та частотних похибок та інші елементи.

Вимірювальний механізм складається з рухомої та нерухомої частин. Рухома частина вимірювального механізму встановлюється на кернах (рис. 2.2, а), на розтяжках (рис. 2.2, б) та на підвісах (рис. 2.2, в).

Керни – це два кусково-сталеві стержні, кінці яких загострені і упираються в підп'ятники з дорогоцінних твердих каменів (агату, сапфіру, корунду та ін.). Недоліком такої установки є наявність тертя в опорах. Розтяжки та підвіси – це стрічечки з пружних матеріалів (сплавів металів).

При встановленні рухомої частини на розтяжках чи підвісах виключається тертя в опорах. На підвісі встановлюється рухома частина особливо чутливих приладів.

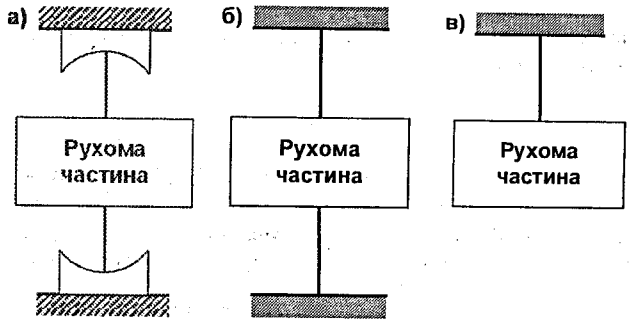


Рисунок 2.2

Найбільш поширеним відліковим пристроєм в цих приладах є шкала з вказівником (стрілковим чи світловим), зв'язаним з рухомою частиною механізму, узагальнена структурна схема якого наведена на рис. 2.3.

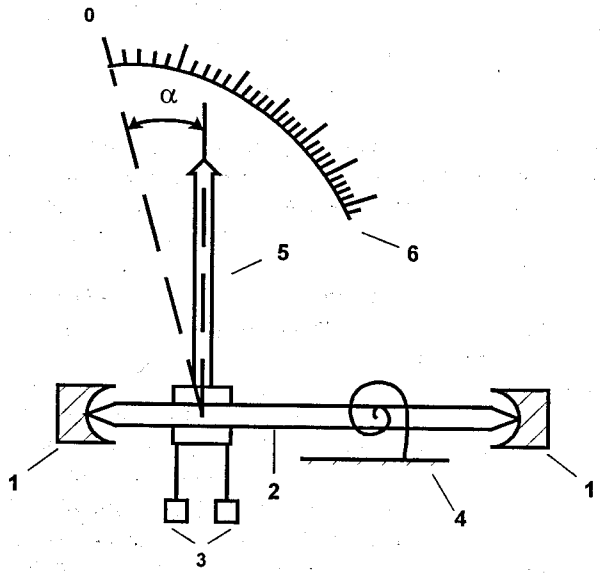


Рисунок 2.3

На рис. 2.3 введено такі позначення: 1 – підп'ятники; 2 – вісь, що закінчується кернами; 3 – противаги; 4 – пружина, що створює протидійний момент; 5 – стрілка (вказівник); 6 – шкала.

Елементи конструкції 2, 3, 4 і 6 утворюють рухому частину, а 1 і 5 відносяться до нерухомої частини вимірювального механізму.

У вимірювальному механізмі, який наведено на рис. 2.3, вхідна електрична величина перетворюється в кутове переміщення α його рухомої частини. В процесі кутових переміщень рухомої частини механізму в ньому відбуваються такі процеси.

Із теоретичної механіки відомо (правило Лагранжа), що при обертанні твердого тіла навколо осі добуток моменту інерції J на кутове прискорення дорівнює сумі моментів сил, що діють на тіло відносно тієї самої осі, тобто

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}=\sum_{i=1}^{n}M_i. \qquad (2.1)$$

На рухому частину вимірювального механізму при її русі діють такі моменти:

1. Електромагнітна енергія W_e створює обертальний момент $M_{об}$, який виникає від дії вимірюваної величини і повертає рухому частину в бік зростання показів

$$M_{об}=\frac{dW_e}{d\alpha}. \qquad (2.2)$$

2. Коли б повороту рухомої частини ніщо не заважало, то вона при будь-якому значенні вимірюваної величини, відмінному від нуля, поверталася б до упора. В результаті повороту рухомої частини одночасно закручується пружина, яка створює протидійний момент $M_{пр}$, пропорційний куту повороту α

$$M_{пр}=-W_{пт}\cdot\alpha, \qquad (2.3)$$

де $W_{пт}$ - питомий протидійний момент пружини, тобто момент, який виникає при закручуванні пружини на одиницю кута. Знак мінус тут поставлено тому, що протидійний момент направлений назустріч обертальному.

3. При обертанні рухомої частини механізму в результаті тертя його рухомих частин з повітрям, а також в результаті електромагнітних процесів в рухомій частині виникає гальмування. Це гальмування характеризується моментом заспокоєння $M_з$, який пропорційний кутовій швидкості:

$$M_з = -P\frac{d\alpha}{dt}, \qquad (2.4)$$

де P – коефіцієнт заспокоєння, який залежить від конструкції рухомої частини.

4. При встановленні рухомої частини механізму на осі, що закінчується кернами, виникає момент тертя

$$M_{тр} = -k \cdot G^{1.5}, \qquad (2.5)$$

де k – коефіцієнт пропорційності; G – вага рухомої частини вимірювального механізму.

Підставимо в праву частину рівняння (2.1) значення моментів і отримаємо

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} = M_{об} + M_{пр} + M_з + M_{тр}, \qquad (2.6)$$

або

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W_{пт}\alpha + k \cdot G^{1,5} = \frac{dW_e}{d\alpha}. \qquad (2.7)$$

Отримане рівняння (2.7) називають рівнянням руху рухомої частини вимірювального механізму.

Якщо розв'язати (2.7) для конкретного вимірювального механізму, то можна отримати залежності зміни кута повороту з часом: $\alpha = f(t)$.

В статичному режимі роботи вимірювального перетворювача обертальний і протидійний моменти зрівноважені

$$M_{об} = M_{пр}. \qquad (2.8)$$

Рівність (2.8) використовується для отримання рівняння перетворення для конкретного типу вимірювального механізму.

За способом створення обертального моменту або, іншими словами, за способом перетворення електромагнітної енергії W_e в механічну енергію переміщення рухомої частини електромеханічні вимірювальні перетворювачі поділяються на такі види:

- магнітоелектричні;
- електродинамічні;
- феродинамічні;
- електростатичні;
- електромагнітні;
- індукційні.

Контрольні питання

1. **На які два великі класи поділяють аналогові вимірювальні прилади?**
2. **Дайте поняття електромеханічного вимірювального приладу. Які дві основні частини входять до його складу?**
3. **Які функції виконує вимірювальне коло?**
4. **Назвіть основні складові рухомої частини електромеханічного вимірювального механізму.**
5. **Назвіть три основні складові частини, на які може встановлюватися рухома частина вимірювального механізму?**
6. **Наведіть структурну схему рухомої частини електромеханічного вимірювального механізму і поясніть принцип його дії.**
7. **Сформулюйте правило Лагранжа.**
8. **Які основні моменти діють на рухому частину вимірювального механізму?**
9. **Запишіть рівняння руху рухомої частини ВМ в динамічному режимі його роботи.**
10. **Які два моменти зрівноважують рухому частину ВМ в статичному режимі роботи?**

2.2 Магнітоелектричні прилади

2.2.1 Магнітоелектричний вимірювальний перетворювач

Принцип дії магнітоелектричних вимірювальних перетворювачів полягає у взаємодії поля постійного магніту з магнітним полем рамки (котушки), по якій протікає вимірюваний струм.

Основні елементи конструкції магнітоелектричного вимірювального перетворювача наведені на рис. 2.4.

Постійний магніт, полюсні наконечники і циліндричне осердя складають магнітну систему механізму. В рівномірному проміжку між полюсними наконечниками 1 постійного магніту і осердям створюється сильне радіально-рівномірне магнітне поле, в якому знаходяться дві сторони рамки 2 з мідної чи алюмінієвої проволоки. По витках рамки протікає постійний струм, пов'язаний відомою залежністю з вимірюваною електричною величиною (тобто з вимірюваним струмом чи напругою). Цей струм підводиться до рамки через спіральні пружини 3. Рамка закріплена між двома півосями. На одній із півосей закріплена стрілка 4, кінець якої переміщується над шкалою 5.

Магнітне поле постійного магніту N-S (рис. 2.4), взаємодіючи зі струмами в тих частинах рамки, що знаходяться в просторі між полюсними наконечниками і осердям, створює обертальний момент, який намагається повернути рамку так, щоб через площину, охоплену її витками, проходив максимальний магнітний потік. При повороті рамки закручуються спіральні пружини 3 і створюється протидійний момент. Поворот рамки припиниться, коли протидійний момент стане рівним оберта-

льному. В цьому стані рухомої частини за положенням стрілки над шкалою 5 можна визначити значення вимірюваної величини.

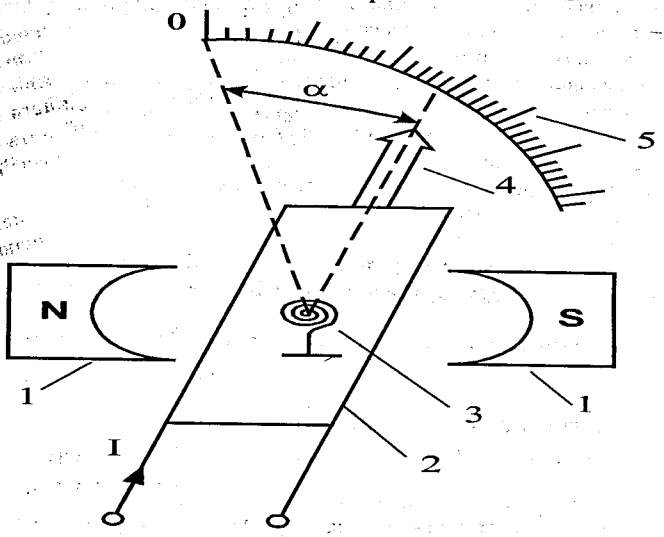


Рисунок 2.4

Значення обертального моменту $M_{об}$, як показано раніше, можна визначити як похідну від енергії електромагнітного поля W_e за кутом повороту рухомої частини α:

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha}. \qquad (2.9)$$

Якщо площина рамки перпендикулярна до ліній потоку (на рис. 2.4 це відповідає вертикальному положенню рамки), то магнітне потокозчеплення з нею дорівнює повному потокозчепленню Ψ_0 магнітного потоку з витками рамки. Енергія електромагнітного поля в цьому випадку

$$W_e = \Psi_0 I,$$

де I – струм у провідниках рамки.

При повороті рамки в радіально-рівномірному магнітному полі на кут $d\alpha$ відбувається зміна потокозчеплення на $d\Psi_0 = \Psi_0\, d\alpha$ і зміна енергії на величину $dW_e = \Psi_0\, d\alpha\, I$. Звідси обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \Psi_0 \cdot I, \qquad (2.10)$$

де $\Psi_0 = BSw$; B – індукція магнітного поля постійного магніту; S – площа рамки (котушки); w – кількість витків рамки (котушки).

Таким чином, обертальний момент пропорційний струмові I в рамці.

Протидійний момент $M_{пр}$, який виникає при повороті рамки та закручуванні пружини, пропорційний куту повороту рамки α

$$M_{пр} = W_{пт}\,\alpha. \qquad (2.11)$$

В статичному режимі роботи рухома частина буде знаходитись у рівновазі, коли

$$M_{об} = M_{пр}.$$

Прирівняємо (2.10) і (2.11)

$$BSw\,I = W_{пт}\,\alpha$$

і отримаємо рівняння перетворення магнітоелектричного ВП

$$\alpha = \frac{BSw}{W_{пт}} \cdot I. \qquad (2.12)$$

Подамо (2.12) у такому вигляді:

$$\alpha = S_I \cdot I, \qquad (2.13)$$

де $S_I = \dfrac{BSw}{W_{пт}}$ – чутливість магнітоелектричного вимірювального перетворювача.

Проаналізуємо рівняння (2.13).

1. Якщо напрям струму зміниться на протилежний, то відповідно зміниться і напрям обертального моменту. Отже, за допомогою магнітоелектричного ВП можна вимірювати тільки постійний струм (або напругу).

2. Статична характеристика $\alpha = f(I)$ даного перетворювача лінійна, оскільки чутливість

$$S_I = BSw = \text{const} \;\Big|\; \begin{matrix} B = \text{const} \\ S = \text{const} \\ w = \text{const}. \end{matrix}$$

3. Через те, що чутливість у магнітоелектричних ВП постійна, вони мають рівномірну шкалу.

До переваг магнітоелектричних ВП (порівняно з іншими типами електромеханічних ВП) відносять також високу чутливість, мале споживання енергії від об'єкта вимірювання, малий вплив на покази приладів зовнішніх магнітних полів).

До недоліків відносять такі: неможливість вимірювання змінних струмів (без додаткових перетворювачів), мала здатність до перевантажень, відносно висока вартість та складність вимірювального механізму.

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте сутність фізичного ефекту, який покладено в основу роботи магнітоелектричних вимірювальних перетворювачів.**
2. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії магнітоелектричного вимірювального перетворювача.**
3. **Виведіть рівняння перетворення магнітоелектричного вимірювального перетворювача.**
4. **Доведіть, що статична характеристика магнітоелектричного вимірювального перетворювача лінійна.**
5. **Обгрунтуйте, що галузь застосування магнітоелектричного вимірювального перетворювача – вимірювання постійних струмів.**
6. **Наведіть переваги і недоліки магнітоелектричного вимірювального перетворювача.**
7. **Визначити значення індукції в полі постійного магніту магнітоелектричного ВМ, якщо для струму I = 7 мА, кількості витків w = 50, активної площі S = 5 см^2 та питомого протидійного моменту пружини $W = 35 \cdot 10^{-8} \frac{\text{н} \cdot \text{м}}{\text{град}}$ рухома частина повернулась на кут 20°.**
8. **Визначити на який кут відхилиться рухома рамка електродинамічного амперметра в процесі вимірювання постійного струму I = 10 мА при таких параметрах електродинамічного вимірювального механізму: питомий протидійний момент пружини $W = 35 \cdot 10^{-8} \frac{\text{н} \cdot \text{м}}{\text{град}}$ і $\frac{dM}{d\alpha} = 7 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}^2}$.**

2.2.2 Магнітоелектричні амперметри

Магнітоелектричний вимірювальний механізм, включений безпосередньо в коло вимірюваного струму, дозволяє виміряти невеликі струми (до 20-50 мА). При збільшенні струму більше припустимого значення відбувається нагрівання пружин, які служать для створення протидійного моменту і одночасно для підведення струму до рамки. Пружини втрачають свої пружні властивості, змінюється чутливість механізму, і прилад може втратити свої первісні властивості. Таким чином, сам вимірювальний механізм може служити тільки як мікро- або міліамперметр.

Для розширення верхніх меж вимірювання магнітоелектричних приладів за струмом використовуються шунти. Шунт являє собою резистор, виготовлений з манганіну – сплаву, опір якого мало залежить від

температури. Приєднується шунт паралельно до вимірювального механізму ВМ (рис. 2.5).

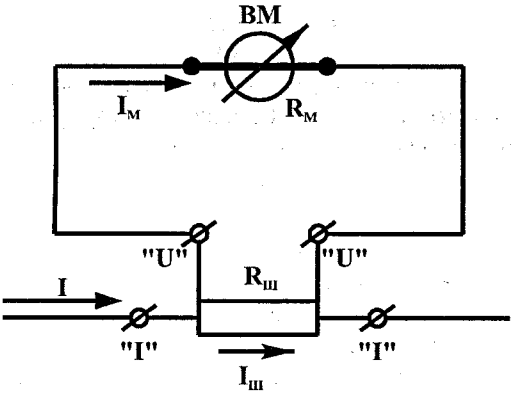


Рисунок 2.5

Опір шунта $R_ш$ при вимірюванні великих струмів I багато менший від опору вимірювального механізму $R_м$, тому велика частина вимірюваного струму I йде через шунт ($I_ш$), а струм $I_м$ через рамку механізму не перевищує припустимого значення I_0. Для зменшення впливу опору контактів і підвідних проводів шунти виробляються з чотирма затискачами: струмовими ("I"-"I") та потенціальними ("U"-"U").

Відношення вимірюваного струму до струму через механізм $I/I_м$ називається коефіцієнтом шунтування n.

Для схеми рис. 2.5 справедливі такі рівняння:

$$I = I_ш + I_м; \quad I_ш \cdot R_ш = I_м \cdot R_м. \tag{2.14}$$

Крім того,

$$I/I_м = n. \tag{2.15}$$

З цих рівнянь при заданих трьох величинах можна знайти дві інші. Наприклад, якщо відомий опір вимірювального механізму $R_м$, струм повного відхилення механізму $I_м = I_0$, максимальне (номінальне) значення вимірюваного струму $I = I_н$, то можна знайти n як

$$n = I_н/I_0,$$

а

$$R_ш = \frac{R_м}{n-1} = \frac{R_м}{\frac{I}{I_м} - 1}.$$

Якщо відомі значення опору шунта, вимірюваного струму та струму повного відхилення вимірювального механізму, то

$$R_м = R_ш\left(\frac{I}{I_м} - 1\right).$$

Для відомих значень опорів шунта та вимірювального механізму і струму його повного відхилення $I_м$, значення струму I, до якого розширюється верхня межа вимірювання амперметра, визначається

$$I = I_ш\left(\frac{R_м}{R_ш} + 1\right).$$

Шунти на невеликі струми (до кількох десятків ампер) умонтовуються в корпус амперметра, а для великих струмів (до декількох сотень ампер) застосовуються зовнішні шунти.

Стандартні зовнішні шунти виробляються на певні номінальні спади напруг (45, 60, 75, 100 та 300 В) з класами точності 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Клас точності шунта означає гранично припустиме відхилення опору шунта від номінального значення (у відсотках).

Контрольні питання та завдання

1. **Поясніть призначення шунта в електровимірювальній техніці.**
2. **Перетворювачем якої електричної величини в електричну є шунт?**
3. **Наведіть схему під'єднання шунта.**
4. **Що характеризує коефіцієнт шунтування?**
5. **Наведіть формулу, за якою визначають значення опору шунта.**
6. **Як визначити ціну поділки і чутливість вимірювального механізму до приєднання шунта?**
7. **Як визначити ціну поділки і чутливість вимірювального механізму після приєднання шунта?**
8. **Опір магнітоелектричного амперметра без шунта дорівнює $R_0 = 1$ Ом. Прилад має 100 поділок, ціна поділки 0,001 А/под. Визначити верхню I_{max} (до приєднання) і нову I_x межі вимірювання після приєднанні шунта з опором $R_ш = 10{,}1 \cdot 10^{-3}$ Ом та нову ціну поділки. Знайти чутливість амперметра до і після приєднання шунта. Наведіть схему включення шунта.**
9. **Визначити значення опору шунта при приєднанні якого до вимірювального механізму магнітоелектричної системи з внутрішнім опором механізму $R_0 = 4$ Ом і верхньою межею вимірювання $I_{max} = 5$ мА та кількості поділок на шкалі 100 його верхня межа вимірювання розширилась в 100 раз. Знайти ціну поділки та чутливість до і після приєднання шунта. Навести схему включення шунта у вимірювальне коло.**
10. **Як визначити нову межу вимірювання амперметра при відомих значеннях опору шунта, вимірювального механізму та верхній межі вимірювання? Виведіть аналітичну залежність та схему включення шунта у вимірювальне коло.**

2.2.3 Магнітоелектричні вольтметри

Для одержання вольтметра необхідно послідовно з котушкою вимірювального механізму магнітоелектричної системи під'єднати додатковий резистор $R_д$ (рис. 2.6), який обмежує струм в рамці вимірювального механізму до припустимих значень.

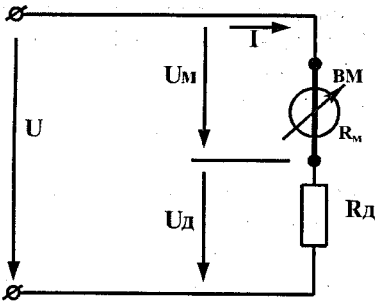


Рисунок 2.6

Для схеми рис. 2.6 маємо:

$$U = U_м + U_д = I \cdot R_м + I \cdot R_д. \qquad (2.16)$$

Відношення вимірюваної напруги U до спаду напруги на механізмі $U_м$ часто називають коефіцієнтом ділення m:

$$m = U/U_м. \qquad (2.17)$$

Використавши співвідношення (2.16) та (2.17), можна визначити необхідні величини для вольтметра при заданих інших.

Наприклад, якщо маємо механізм з опором $R_м$ та струмом повного відхилення, рівним I_0, і потрібно одержати вольтметр з верхньою межею вимірювання U, то

$$m = U/U_м = U/I \cdot R_м,$$

а

$$R_д = R_м (m-1) = R_м \left(\frac{U}{U_м} - 1 \right).$$

Відповідно можна визначити значення опору вимірювального механізму

$$R_м = \frac{R_д}{\frac{U}{U_м} - 1}$$

та вимірюваної напруги

$$U = U_м\left(\frac{R_д}{R_м}+1\right).$$

Додаткові резистори (опори) $R_д$ виготовляють із термостабільних матеріалів, наприклад, із манганінового дроту. Вони, як і шунти, можуть бути внутрішніми (при напрузі до 600 В) та зовнішніми (при напругах від 600 В до 30 кВ). Додаткові резистори виготовляються на номінальні струми 0,5; 1; 3; 5; 7,5; 15; 30 та 60 мА і можуть мати класи точності 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 та 1,0.

Для компенсації температурної похибки магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів у їх вимірювальні кола вмикаються елементи, параметри (опори) яких залежать від температури. Схеми вмикання цих елементів і їх параметри вибираються такими, щоб похибка приладів від впливу температури була мінімальною.

У багатомежевих магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів шунти та додаткові резистори складаються із декількох частин.

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте правило включення магнітоелектричного ВМ, що б він реалізував функції вольтметра.**
2. **Поясніть призначення додаткового резистора в електровимірювальній техніці.**
3. **Перетворювачем якої електричної величини в електричну є додатковий резистор?**
4. **Наведіть схему під'єднання додаткового резистора.**
5. **Що характеризує коефіцієнт шунтування?**
6. **Наведіть формулу, за якою визначають значення опору додаткового резистора.**
7. **Як визначити ціну поділки і чутливість вимірювального механізму до приєднання додаткового резистора?**
8. **Як визначити ціну поділки і чутливість вимірювального механізму після приєднання додаткового резистора?**
9. **Як визначити нову межу вимірювання вольтметра при відомих значеннях опору додаткового резистора, вимірювального механізму та верхній межі вимірювання? Виведіть аналітичну залежність.**
10. **Визначити значення опору додаткового резистора, за допомогою якого можливо мілівольтметром М 24-55 (верхня межа вимірювання 100 мВ, струм повного відхилення I_0 = 10 мА) виміряти напругу до 1 В. Наведіть схему включення додаткового резистора у вимірювальне коло.**
11. **Після підключення додаткового резистора опором $R_д$ = 198 Ом до мілівольтметра М 24-55 з верхньою межею вимірювання 100 мВ, струмом повного відхилення I_0 = 50 мА і ціною поділки 1 мВ/под здійснено вимірювання напруги U_x. Наведіть схему включення додаткового резистора у вимірювальне коло. Визначити верхню U_{max} (до приєднання) і нову U_x**

межі вимірювання після приєднанні додаткового резистора, чутливості мілівольтметра і нову ціну поділки.

2.2.4 Магнітоелектричні гальванометри

Гальванометрами називають магнітоелектричні прилади з високою чутливістю до струму або напруги.

Рухома частина їх закріплюється найчастіше на розтяжках або підвісах. Шкали гальванометрів або зовсім неградуйовані або градуйовані орієнтовно. Гальванометри використовують для вимірювання досить малих (до 10^{-12} А) струмів та (до 10^{-8} В) напруг, а також для вимірювання кількості електрики в імпульсі. Останні називаються балістичними гальванометрами. Дуже широко гальванометри застосовуються як нуль-індикатори в приладах порівняння (мостах, компенсаторах).

Гальванометри за способом відліку поділяються на стрілкові та дзеркальні (тобто із світловим відліком). У деяких дзеркальних гальванометрах використовуються окремі від всього приладу (так звані виносні) шкали. Чутливість таких приладів не є постійною величиною, вона залежить від установленої відстані між шкалою та дзеркалом, яке закріплене на рухомій частині механізму.

Рамка в гальванометрах виконується безкаркасною, повітряні заспокоювачі відсутні, тому режим руху рухомої частини визначається як характеристиками механізму, так і опором зовнішнього кола.

Розглянемо це питання трохи докладніше. Висновки з цього розгляду будуть корисні при вивченні принципу роботи балістичного гальванометра. Уявимо собі, що гальванометр вмикається на струм I, при цьому припускаємо, що струм в колі гальванометра стрибком зростає від нуля до значення I. Як буде рухатись рухома частина гальванометра в динамічному режимі роботи?

Застосуємо раніше отримане рівняння руху (2.7) для електромеханічних вимірювальних перетворювачів. При цьому маємо на увазі, що обертальний момент

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \Psi_0 I. \qquad (2.18)$$

Моментом опору $k \cdot G^{1,5}$ в лівій частині рівняння (2.7) знехтуємо, тому що рухома частина гальванометра установлена на розтяжках або підвісах, і момент опору в опорах відсутній.

Тоді диференціальне рівняння для магнітоелектричного гальванометра матиме вигляд

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W_{пт}\alpha = \Psi_0 I. \qquad (2.19)$$

Для магнітоелектричних ВП момент заспокоєння $M_з$ складається з двох частин – повітряного моменту заспокоєння $M_п$, який виникає в результаті тертя рамки об повітря, та індукційного моменту заспокоєння $M_і$, який виникає в результаті взаємодії струму, індукованого в рамці при її русі в проміжку, з магнітним потоком постійного магніту: $M_з = M_і + M_п$. Момент повітряного заспокоєння $M_п << M_і$, тому ним у першому наближенні можна знехтувати і вважати $M_з = M_і$. Розглянемо, від чого залежить індукційний момент заспокоєння.

При русі рамки в її витках виникає е.р.с.

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -\Psi_o \cdot \frac{d\alpha}{dt}. \qquad (2.20)$$

Ця е.р.с. створює в колі гальванометра струм

$$i = \frac{e}{R_Г + R_З}, \qquad (2.21)$$

де $R_г$ – опір рамки гальванометра; $R_з$ – опір зовнішнього кола, на яке замкнута рамка гальванометра.

Від взаємодії струму із потоком виникає індукційний момент заспокоєння:

$$M_і = -\Psi_0 \cdot i = -\Psi_0 \cdot \frac{e}{R_Г + R_З} = \frac{\Psi_o^2}{R_Г + R_З} \cdot \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (2.22)$$

де $[\Psi_0^2/(R_г + R_з)] = P_і$ – коефіцієнт індукційного заспокоєння, який набагато більший за коефіцієнт повітряного заспокоєння $P_п$.

Тому можна вважати остаточним коефіцієнт заспокоєння $P \approx P_і$. Тоді рівняння руху матиме такий вигляд

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P_і \cdot \frac{d\alpha}{dt} + W_{пт} \cdot \alpha = \Psi_o \cdot I. \qquad (2.23)$$

Рівняння (2.23) описує процес руху рухомої частини гальванометра (і взагалі будь-якого магнітоелектричного механізму з внутрішньорамковим магнітом). Отримане рівняння – диференціальне другого порядку, лінійне, неоднорідне. Для нього характеристичне рівняння буде таким:

$$JS^2 + P_і S + W_{пт} = 0. \qquad (2.24)$$

Корені цього характеристичного рівняння

$$S_1 = -\frac{P}{2J} + \sqrt{\left(\frac{P_i}{2J}\right)^2 - \frac{W_{пт}}{J}} \quad \text{і} \quad S_2 = -\frac{P}{2J} - \sqrt{\left(\frac{P_i}{2J}\right)^2 - \frac{W_{пт}}{J}} \qquad (2.25)$$

залежно від співвідношення $(P_i/2J)^2$ і $W_{пт}/J$ можуть бути дійсні різні, дійсні рівні та комплексно-спряжені. J та $W_{пт}$ – конструктивні параметри, їх змінити не можна, а P_i залежить від опору зовнішнього кола, отже, змінюючи опір зовнішнього кола, можна змінювати режим руху рухомої частини.

Коли $(P_i/2J)^2 > W/J$, тобто коли коефіцієнт заспокоєння P_i великий, а зовнішній опір малий, характер руху аперіодичний перезаспокоєний (крива 1 на рис. 2.7).

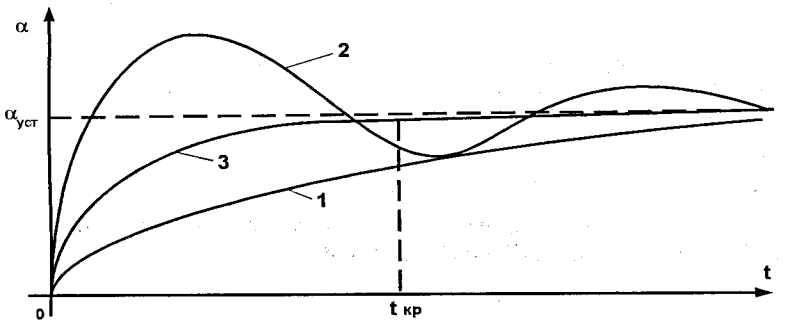


Рисунок 2.7

При великому $R_з$ характер руху коливальний недозаспокоєний (крива 2 на рис. 2.7). При опорі зовнішнього кола $R_з = R_{кр}$, який називається критичним, рухома частина заспокоюється, тобто зупиняється, повернувшись на кут $\alpha_{уст}$ за мінімально короткий час $t_{кр}$. Режим руху в цьому випадку також називається критичним (крива 3 на рис. 2.7).

Контрольні питання

1. **Який засіб вимірювання називають гальванометром?**
2. **На які два типи поділяють гальванометри за способом відліку?**
3. **Запишіть рівняння руху для магнітоелектричного гальванометра.**
4. **Запишіть характеристичне рівняння і проаналізуйте три режими руху залежно від співвідношення параметрів в ньому.**

2.2.5 Магнітоелектричні омметри

Існують дві схеми омметрів: одна – з послідовним вмиканням вимірюваного опору R_x та вимірювального механізму ВМ (рис. 2.8, а), інша – з паралельним (рис. 2.8, б).

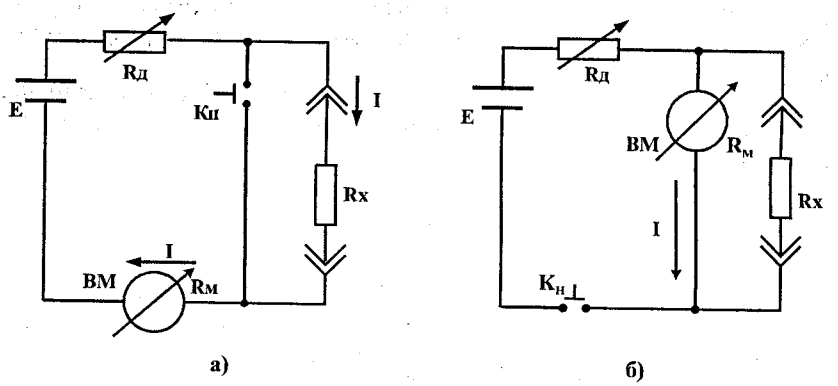


Рисунок 2.8

Для омметра з послідовною схемою струм через вимірювальний механізм (при ненатиснутій кнопці Кн) дорівнює:

$$I = \frac{E}{R_м + R_x + R_д},$$

а відхилення рухомої частини ВМ визначається як

$$\alpha = S_I \cdot I = \frac{S_I \cdot E}{R_м + R_x + R_д}.$$

Відхилення α є функцією R_x, воно максимальне при $R_x = 0$, тобто нуль знаходиться на шкалі приладу справа.

Для омметра з паралельною схемою:

$$\alpha = S_I \cdot I = \frac{S_I \cdot E}{\frac{R_м \cdot R_x}{R_м + R_x} + R_д} \cdot \frac{R_x}{R_м + R_x} = \frac{S_I \cdot E \cdot R_x}{R_м \cdot R_x + R_д \cdot (R_м + R_x)}. \quad (2.26)$$

Відхилення $\alpha = 0$ при $R_x = 0$, тобто нуль знаходиться на шкалі приладу зліва. Максимальне відхилення α буде при $R_x = \infty$, тому омметри з паралельною схемою використовуються для вимірювання малих опорів, а з послідовною – для великих. Шкали омметрів нерівномірні.

Такі омметри виготовляються переносними з живленням від сухих елементів. У процесі експлуатації напруга на затискачах сухих елементів

змінюється і може відрізнятись від тієї, яка була при градуюванні приладу. Тому перед кожним вимірюванням в омметрі з послідовною схемою при натиснутій кнопці Кн потрібно встановлювати стрілку на нульову відмітку шкали «0» зміною опору $R_д$, а в омметрі з паралельною схемою необхідно встановити стрілку на «0» при непідключеному R_x. Це і є недоліком таких омметрів. Цього недоліку не мають омметри, які використовують механізм-логометр.

В логометричному механізмі (рис. 2.9) в полі постійного магніту обертаються дві рамки, жорстко скріплені між собою. Протидійних пружин в цьому механізмі немає. Струм підводиться до рамок через безмоментні струмопідводи, які являють собою тонкі стрічки з відпаленого сплаву.

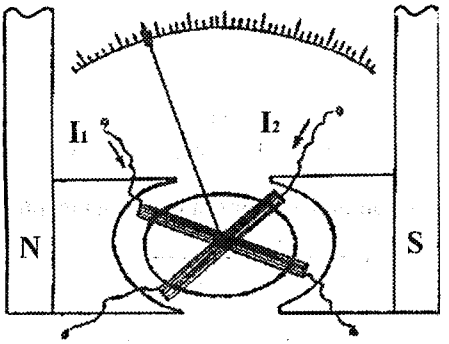


Рисунок 2.9

Проміжок між осердям та полюсними наконечниками в цьому механізмі нерівномірний, отже, магнітне поле у проміжку також нерівномірне. Струми I_1 та I_2, які протікають в рамках, створюють два обертальні моменти, які направлені назустріч один одному. Під дією різниці між двома моментами рухома частина повертається. Оскільки поле нерівномірне, то при повороті рухомої частини один з моментів збільшується, а інший – зменшується і при певному куті повороту моменти стають рівними один одному, а рухома частина зупиняється.

При відсутності струмів у рамках рухома частина може знаходитись у будь-якому з можливих положень або, як кажуть, займати байдуже положення.

Енергія магнітного поля кожної із рамок дорівнює:

$$W_{eM1} = \Psi_1(\alpha)\cdot I_1; \quad W_{eM2} = \Psi_2(\alpha)\cdot I_2, \tag{2.27}$$

де $\Psi_1(\alpha)$ та $\Psi_2(\alpha)$ – магнітні потокозчеплення рамок, які залежать від кута повороту α.

Оскільки поле у проміжку механізму неоднорідне, то залежності магнітних потокозчеплень Ψ_1 та Ψ_2 від кута повороту α різні. Моменти, які створюються рамками:

$$M_1 = \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} \cdot I_1; \quad M_2 = \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha} \cdot I_2. \tag{2.28}$$

При рівновазі $I_1 \cdot \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} = I_2 \cdot \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha}$, звідки

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{d\Psi_1(\alpha)}{d\alpha} : \frac{d\Psi_2(\alpha)}{d\alpha} \tag{2.29}$$

або

$$\alpha = F(I_1/I_2). \tag{2.30}$$

Таким чином, кут відхилення рухомої частини логометра визначається відношенням струмів у рамках (в перекладі з грецької "логос" – відношення).

Схема логометричного омметра наведена на рис. 2.10.

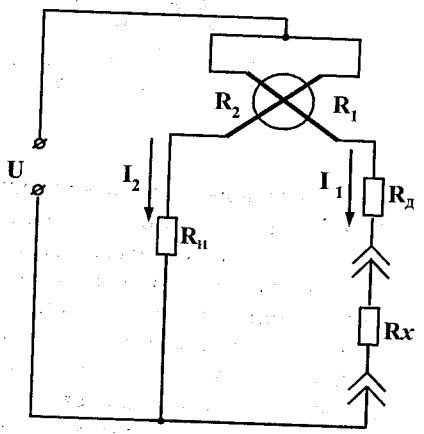


Рисунок 2.10

Для цієї схеми маємо:

$$\alpha = F(I_1/I_2) = f\left(\frac{U}{R_1 + R_д + R_x} : \frac{U}{R_2 + R_н}\right)$$

або

$$\alpha = f\left(\frac{R_2 + R_н}{R_1 + R_д + R_x}\right), \qquad (2.31)$$

де R_1 та R_2 – опори рамок, $R_н$ та $R_д$ – додаткові опори.

З виразу (2.31) видно, що відхилення α залежить від R_x і не залежить від напруги живлення.

Існують омметри з логометричними вимірювальними механізмами, напруга живлення в яких виробляється електромеханічними генераторами, які приводяться до роботи вручну. Використовуються вони для вимірювання великих опорів (наприклад, опорів ізоляції, які мають значення в десятки та сотні МОм).

Контрольні питання

1. **Наведіть дві схеми омметрів на основі магнітоелектричного ВМ.**
2. **Чому відхилення рухомої частини максимальне при R_x = 0 для схеми послідовного включення?**
3. **Чому відхилення рухомої частини максимальне при R_x = ∞ для схеми паралельного включення?**
4. **Наведіть схему логометричного вимірювального механізму.**
5. **Чому при відсутності струмів у рамках логометричного ВМ рухома частина може займати байдуже положення?**
6. **Обгрунтуйте назву логометр за виглядом його рівняння перетворення.**
7. **Наведіть схему логометричного омметра.**

2.3 Електромагнітні прилади

2.3.1 Електромагнітний вимірювальний перетворювач

Принцип дії електромагнітного вимірювального механізму оснований на взаємодії магнітного поля, яке створюється струмом в нерухомій котушці з рухомим феромагнітним осердям.

Одна із найбільш розповсюджених конструкцій електромагнітного механізму подана на рис. 2.11, де 1 – котушка; 2 – осердя, закріплене на осі 3 вимірювального механізму; 4 – спіральна пружина; 5 – повітряний заспокоювач.

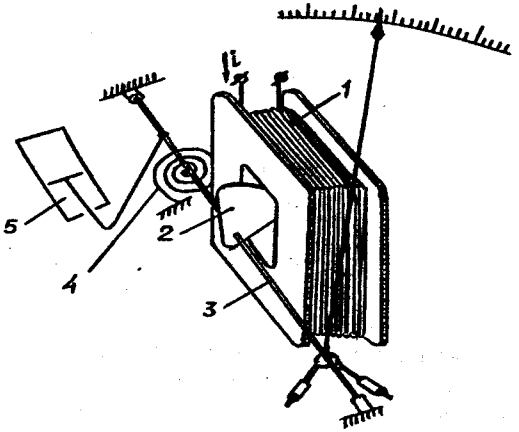


Рисунок 2.11

Під дією магнітного поля осердя втягується всередину котушки. Рухома частина механізму повертається до тих пір, поки обертальний момент не зрівноважиться протидійним моментом. Як відомо, енергія магнітного поля котушки, по якій протікає постійний струм I,

$$W_м = L \cdot I^2/2, \qquad (2.34)$$

де L – індуктивність котушки, яка залежить від положення осердя, а отже, і від кута повороту α рухомої частини. Обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_м}{d\alpha} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2. \qquad (2.35)$$

При рівності обертального та протидійного моментів рухома частина зупиняється, займаючи положення, яке визначається кутом повороту:

$$\alpha = \frac{1}{2W_{пт}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2. \qquad (2.36)$$

Якщо в котушці протікає змінний струм (не обов'язково синусоїдної форми), то рухома частина реагує на середнє значення обертального моменту

$$M_{об\ ср} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt \qquad (2.37)$$

і займає положення

$$\alpha = \frac{1}{2W_{пт}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt. \qquad (2.38)$$

Але $\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \cdot dt = I^2$ – квадрат діючого значення періодичного струму.

Тоді можна записати:

$$\alpha = \frac{1}{2W_{пт}} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2, \qquad (2.39)$$

де I – діюче значення змінного струму.

Величина I^2 завжди додатна, тому кут повороту рухомої частини не залежить від напряму струму в котушці. Звідси виходить, що електромагнітні прилади можуть застосовуватись для вимірювань як у колах постійного, так і в колах змінного струму.

З (2.39) виходить, що при $dL/d\alpha = const$ шкала електромагнітного приладу має квадратичний характер – стиснута на початку та розтягнута в кінці. Зміною залежності $L(\alpha)$ шляхом вибору відповідної форми осердя шкалу значною мірою можна наблизити до рівномірної.

Струм в електромагнітному механізмі підводиться безпосередньо до нерухомої котушки (не через пружини). Провід обмотки котушки можна взяти великого перерізу, тому такий механізм здатний витримувати великі перевантаження.

Контрольні питання

1. **Сформулюйте сутність фізичного ефекту, який покладено в основу роботи електромагнітних вимірювальних перетворювачів.**
2. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії електромагнітного вимірювального перетворювача.**
3. **Виведіть рівняння перетворення електромагнітного вимірювального перетворювача.**
4. **Доведіть, що статична характеристика електромагнітного вимірювального перетворювача нелінійна.**
5. **Покажіть механізм ліпеаризації статичної характеристики.**
6. **Обгрунтуйте, що галузь застосування електромагнітного вимірювального перетворювача – вимірювання постійних та змінних струмів.**
7. **Наведіть переваги і недоліки електромагнітного вимірювального перетворювача.**

2.3.2 Електромагнітні амперметри та вольтметри

В амперметрах електромагнітної системи весь вимірюваний струм (за винятком випадків вмикання їх через вимірювальні трансформатори струму) проходить по обмотці нерухомої котушки. Залежно від граничного значення вимірюваного струму вибирається переріз проводу та чи-

сло витків обмотки котушки. В амперметрах на номінальні струми від 100 А та більше котушка має один виток з товстої мідної шини. Максимальне номінальне значення струму електромагнітних амперметрів прямого вмикання – 200 А, мінімальне – 5 мА. Найбільш поширені амперметри з верхньою межею вимірювання 5 А, оскільки для розширення меж вимірювання амперметрів використовуються вимірювальні трансформатори струму, у багатьох із яких номінальне значення вторинного струму дорівнює 5 А.

У переносних багатомежевих амперметрах котушка виконується секційною, а секції вмикаються у послідовно-паралельні комбінації. Перемикання секцій виконується за допомогою перемикачів.

Температурна похибка в амперметрах невелика і обумовлена тільки зміною пружності спіральних пружин або розтяжок.

Внаслідок наявності в осерді рухомої частини втрат на гістерезис та вихрові струми, які залежать від частоти, в цих амперметрах виникає додаткова частотна похибка, але вона теж невелика.

Для розширення меж вимірювання електромагнітних амперметрів, особливо для вимірювання великих струмів, шунти не застосовуються. Це пояснюється тим, що опір обмотки механізму невеликий, опір шунта приблизно в n разів менший (n – коефіцієнт шунтування) за опір обмотки, тому шунти виходять великих розмірів.

Для одержання різних меж вимірювання електромагнітних вольтметрів послідовно з котушкою механізму вмикаються додаткові опори з дуже малою залишковою реактивністю, виконані з манганіну (рис. 2.12). У багатомежевих вольтметрах додаткові резистори є секційними. Для одержання малої температурної похибки відношення значення додаткового опору до значення опору котушки механізму повинно бути досить велике.

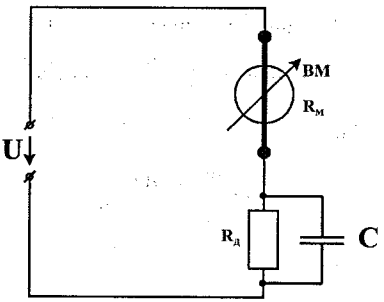


Рисунок 2.12

У електромагнітах із замкнутим магнітопроводом котушка механізму намотується манганіновим проводом, тому додатковий резистор відсутній, і покази таких вольтметрів практично не залежать від температури.

Зміна частоти вхідної напруги на покази електромагнітних вольтметрів впливає більше, ніж на покази амперметрів, оскільки у вольтметрів більший реактивний опір порівняно із активним. З підвищенням частоти реактивний опір збільшується, викликаючи зменшення струму через котушку вимірювального механізму і, таким чином, зменшення його показів. Для компенсації частотної похибки паралельно додатковому резистору (або його частині) приєднується ємність С (рис. 2.12).

Розширення меж вимірювання електромагнітних вольтметрів до високих напруг здійснюється за допомогою вимірювальних трансформаторів напруги.

До переваг приладів електромагнітної системи відносяться: можливість їх застосування в колах як постійного, так і змінного струму, простота конструкції, надійність, здатність до перевантажень, низька вартість.

Недоліками є: велике власне споживання, мала точність, мала чутливість, сильний вплив зовнішніх магнітних полів. Для захисту від впливу магнітних полів механізми поміщають в феромагнітний екран або виконують їх астатичними.

Частотний діапазон електромагнітних амперметрів (до 10 кГц) ширший, ніж у вольтметрів (до 400 Гц). Електромагнітні прилади дуже широко використовуються як щитові (класів 1,5 та 2,5), але є й лабораторні (класів 0,5 та 1,0).

Контрольні питання

1. **Охарактеризуйте межі вимірювання електромагнітних амперметрів.**
2. **Причини виникнення температурної і частотної похибок у амперметрів магнітоелектричної системи.**
3. **Чому для розширення меж вимірювання в електромагнітних амперметрах не застосовують шунти?**
4. **Наведіть схему електромагнітного вольтметра.**
5. **Як компенсують частотну похибку в електромагнітних вольтметрах?**
6. **Переваги та недоліки засобів вимірювання електромагнітної системи.**

2.4 Електродинамічні прилади

2.4.1 Електродинамічний вимірювальний перетворювач

Принцип дії електродинамічного вимірювального механізму оснований на взаємодії магнітних полів двох котушок із струмами (рис. 2.13): нерухомої 1 та рухомої 2.

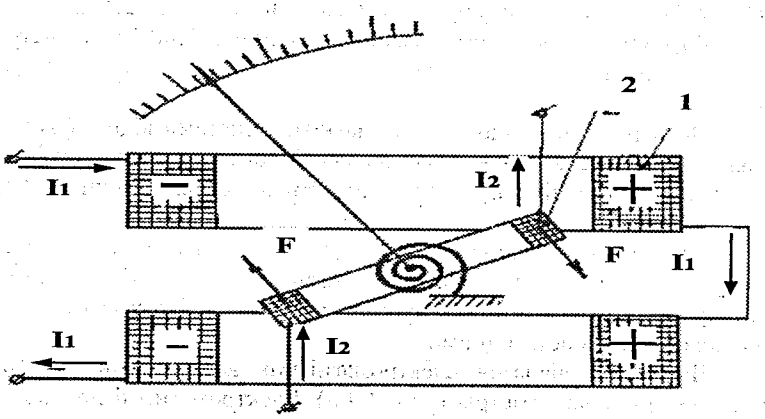


Рисунок 2.13

Нерухома котушка для одержання більш рівномірного магнітного поля розділена на дві частини. Рухома котушка закріплена на осі або розтяжках і знаходиться в полі нерухомої. Струм до неї підводиться через спіральні пружини або розтяжки, які при повороті рухомої котушки створюють протидійний момент. При протіканні постійних струмів I_1 та I_2 через обмотки котушок виникає пара сил F-F, яка створює обертальний момент, що намагається повернути рухому котушку так, щоб магнітні потоки котушок збіглися.

Енергія магнітного поля двох котушок із струмами I_1 та I_2

$$W_м = \frac{L_1 \cdot I_1^2}{2} + \frac{L_2 \cdot I_2^2}{2} + M \cdot I_1 \cdot I_2, \qquad (2.40)$$

де L_1 та L_2 – індуктивності котушок, M – взаємна індуктивність.

При повороті рухомої котушки змінюється тільки взаємна індуктивність M між котушками. Індуктивності L_1 та L_2 і струми I_1 та I_2 від кута повороту α не залежать.

Тому обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_м}{d\alpha} = I_1 \cdot I_2 \cdot \frac{dM}{d\alpha}. \qquad (2.41)$$

При протіканні в котушках синусоїдних струмів $i_1 = I_{m1} \cdot \sin\omega t$ та $i_2 = I_{m2} \cdot \sin(\omega t - \varphi)$ рухома частина через інерційність реагує на середнє значення обертального моменту:

$$M_{об\,ср} = \frac{1}{T}\int_0^T M_{об}(t) \cdot dt = \frac{1}{T}\int_0^T i_1 \cdot i_2 \frac{dM}{d\alpha} dt = I_1 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi \frac{dM}{d\alpha}, \qquad (2.42)$$

де $M_{об}(t)$ – миттєве значення обертального моменту, I_1 та I_2 – діючі значення синусоїдних струмів, φ – зсув фаз між струмами в котушках.

З (2.42) виходить, що обертальний момент електродинамічного механізму пропорційний добутку діючих значень струмів в котушках та косинусу кута між ними. Ця особливість електродинамічного механізму відкриває можливість побудови на його основі не тільки амперметрів та вольтметрів, але й засобів вимірювання інших величин (наприклад, ватметрів).

При рівності обертального $M_{об}$ та протидійного $M_{пр} = W_{пт} \cdot \alpha$ моментів, тобто в усталеному режимі, матимемо:

$$I_1 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi \frac{dM}{d\alpha} = W_{пт}\,\alpha, \qquad (2.43)$$

звідки одержуємо рівняння перетворення електродинамічного механізму:

$$\alpha = \frac{1}{W_{пт}} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi \frac{dM}{d\alpha}. \qquad (2.44)$$

Якщо I_1 та I_2 – постійні струми, то в цьому рівнянні $\cos\varphi = 1$.

Магнітне поле електродинамічного механізму, силові лінії якого замикаються в повітрі, невелике. Зовнішні магнітні поля викликають додаткові обертальні моменти від взаємодії цих полів з полем рухомої котушки. Внаслідок цього виникають додаткові похибки. Для захисту механізмів від зовнішніх магнітних полів їх поміщають в феромагнітні екрани або механізм виготовляють у вигляді астатичної конструкції. Астатичний механізм складається з двох звичайних механізмів, рухомі котушки яких закріплені на деякій відстані одна від одної на одній осі. Магнітні поля нерухомих котушок направлені взаємно протилежно. Протилежно направлені також і поля рухомих котушок, тому обертальні моменти обох механізмів направлені однаково відносно спільної осі. Але зовнішнє поле з полем одного механізму складається, а від поля іншого – віднімається. Результувальний додатковий момент від зовнішнього поля дорівнює нулю.

Основними перевагами електродинамічних механізмів є однакові покази на постійному та змінному струмах, що дозволяє з великою точністю градуювати їх на постійному струмі, а також стабільність показів у часі. Важливою перевагою цих механізмів є можливість побудови на їх основі ватметрів. Ці механізми не мають феромагнітних осердь, що виключає появу похибки від вихрових струмів та гістерезису. Ці переваги дозволяють виготовляти прилади високих класів точності (0,1; 0,2; 0,5) для вимірювання на постійному та змінному струмах.

Недоліки електродинамічних механізмів: невисока чутливість, велике власне споживання потужності, чутливість до перевантажень.

Широке використання для побудови різних приладів знаходять логометричні електродинамічні механізми.

Контрольні питання

1. **Сформулюйте суть фізичного ефекту, який покладено в основу роботи електродинамічних вимірювальних перетворювачів.**
2. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії електродинамічного вимірювального перетворювача.**
3. **Виведіть рівняння перетворення електродинамічного вимірювального перетворювача.**
4. **Доведіть, що статична характеристика електродинамічного вимірювального перетворювача нелінійна.**
5. **Покажіть механізм лінеаризації статичної характеристики.**
6. **Обгрунтуйте, що галузь застосування електродинамічного вимірювального перетворювача – вимірювання постійних та змінних струмів.**
7. **Наведіть переваги і недоліки електромагнітного вимірювального перетворювача.**
8. **Розкрийте таку перевагу електродинамічного ВМ, як багатофункціональність.**

2.4.2 Амперметри, вольтметри і ватметри електродинамічної системи

Електродинамічний амперметр

Електродинамічний вимірювальний механізм виконує функції амперметра коли обидві котушки з'єднані послідовно, і через них протікає весь вимірюваний струм (рис. 2.14, а).

Тому кут $\varphi = 0$ і рівняння перетворювання (2.44) для амперметра набуває вигляду:

$$\alpha = \frac{1}{W_{пт}} \cdot I^2 \frac{dM}{d\alpha}, \qquad (2.45)$$

тобто кут відхилення пропорційний квадрату діючого значення струму.

Отже, при $dM/d\alpha = const$ шкала приладу квадратична.

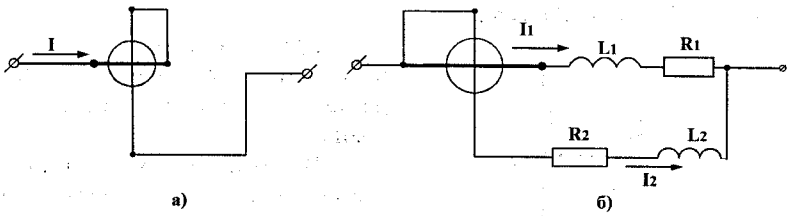


Рисунок 2.14

Щоб наблизити шкалу до рівномірної, форму та розташування котушок вибирають так, щоб відповідним чином змінилась похідна $dM/d\alpha$ при повороті рухомої частини.

Послідовне з'єднання котушок використовується в амперметрах, розрахованих на малі струми (від 1 мА до 0,5 А).

При великих струмах (до 10 А) котушки з'єднуються паралельно (рис. 2.18, б). Опори R_1 та R_2 та індуктивності L_1 та L_2 підбирають такими, щоб, по-перше, струм через рухому котушку, який підводиться через спіральні пружини, не перевищував припустимого значення, а, по-друге, щоб зсув фаз між струмами I_1 та I_2 дорівнював нулю. Тоді залежність кута повороту від струму виражається рівнянням (2.45). Крім того, включення в коло опорів R_1 та R_2 і індуктивностей L_1 та L_2 потрібне для компенсації частотної й температурної похибок.

Для одержання амперметрів з декількома межами вимірювання нерухому котушку роблять секційною (найчастіше з двох секцій для одержання двох меж). Для вимірювання струмів більше 10 А використовуються вимірювальні трансформатори струму. Максимальна частота для електродинамічних амперметрів – 10 кГц.

Електродинамічний вольтметр

У електродинамічних вольтметрах нерухома та рухома котушки з'єднані послідовно разом з додатковим резистором $R_д$ (рис. 2.15).

Якщо повний опір вольтметра $Z_в$, то в колі буде протікати струм $I = U/Z_в$. Тоді

$$\alpha = \frac{1}{W_{ит}} \cdot \frac{dM}{d\alpha} \cdot \frac{1}{Z_в^2} \cdot U^2, \qquad (2.46)$$

тобто характер шкали вольтметра такий самий, як і у амперметра. Так само, як і у амперметрах, у вольтметрах зміною $dM/d\alpha$ досягають практично рівномірної шкали.

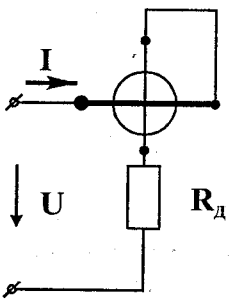


Рисунок 2.15

Для одержання багатомежевих вольтметрів застосовують декілька додаткових резисторів, з'єднаних послідовно.

В амперметрах з послідовною схемою з'єднання котушок опір кола приладу значно менший від опору кола, в якому вимірюється струм. Тому зміна опору приладу при зміні частоти вимірюваного струму мало впливає на покази приладу.

У вольтметрах струм через вимірювальний механізм при заданій напрузі визначається тільки опором приладу. І якщо цей опір змінюється від змінення частоти при незмінній напрузі, то це безпосередньо впливає на покази приладу. Особливо це проявляється у вольтметрах з малим додатковим опором. Для компенсації частотної похибки паралельно додатковому резистору приєднується ємність С так само, як це робиться в електромагнітних вольтметрах (див. рис. 2.12). Частотний діапазон електродинамічних вольтметрів обмежується зверху частотою 5 кГц.

Вольтметри електродинамічної системи застосовуються при безпосередньому їх вмиканні для вимірювання напруг від 1,5 до 600 В. Струм повного відхилення у них – від 3 до 60 мА. Для вимірювання напруг більше 600 В застосовуються вимірювальні трансформатори напруги.

Контрольні питання

1. **Наведіть правило включення електродинамічного ВМ для реалізації функції амперметра.**
2. **Наведіть схему і поясніть принцип дії електродинамічного амперметра.**
3. **Виведіть рівняння перетворення електродинамічного амперметра.**
4. **Доведіть, що статична характеристика електродинамічного амперметра нелінійна.**
5. **Покажіть механізм лінеаризації статичної характеристики амперметра.**
6. **Наведіть правило включення електродинамічного ВМ для реалізації функції вольтметра.**
7. **Наведіть схему і поясніть принцип дії електродинамічного вольтметра.**
8. **Виведіть рівняння перетворення електродинамічного вольтметра.**
9. **Доведіть, що статична характеристика електродинамічного вольтметра нелінійна.**
10. **Покажіть механізм лінеаризації статичної характеристики вольтметра.**

Електродинамічний ватметр

Для того, щоб електродинамічний вимірювальний механізм реалізував функцію ватметра, необхідно нерухому котушку під'єднати послідовно до навантаження $Z_н$, а рухому – через додатковий резистор паралельно до нього.

Така схема під'єднання забезпечує:

- струм через одну із котушок дорівнює струму навантаження;
- струм через іншу котушку пропорційний напрузі на навантаженні;
- зсув фаз між струмами дорівнює зсуву фаз між напругою та струмом на навантаженні.

Згідно із цими вимогами здійснюється підключення котушок ватметра до навантаження (рис. 2.16).

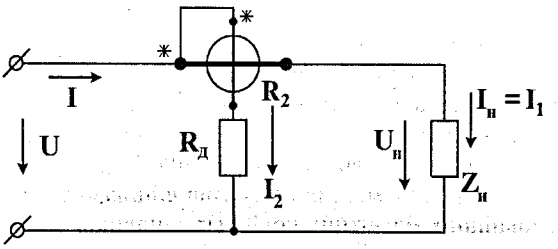


Рисунок 2.16

В схемі рис. 2.16 струм I_1 через нерухому котушку, яка ввімкнена послідовно з навантаженням, дорівнює струму навантаження $I_н$.

Сумарний активний опір додаткового резистора $R_д$ разом із активним опором рухомої котушки R_2 набагато більший за реактивний опір котушки, тому реактивним опором можна знехтувати. Тоді струм $I_2 = U/(R_д+R_2)$. Напруга на паралельній вітці ватметра відрізняється від напруги на навантаженні на величину спаду напруги на нерухомій (послідовній) котушці ватметра, яка набагато менша за напругу на навантаженні.

Можна вважати, що $U = U_н$. Тоді $I_2 = U_н/(R_д+R_2)$, тобто струм у паралельному колі ватметра пропорційний напрузі на навантаженні. Зсув фаз φ між $U_н$ та $I_н$ дорівнює зсуву фаз φ між I_1 та I_2. З урахуванням цього рівняння перетворення (2.44) можна переписати у вигляді:

$$\alpha = \frac{1}{W_{пт}} \cdot I_н \frac{U_н}{R_д + R_2} \cdot \cos\varphi \frac{dM}{d\alpha} \qquad (2.47)$$

або

$$\alpha = S_p \cdot P, \qquad (2.48)$$

де $P = U \cdot I \cdot \cos\varphi$ – потужність на навантаженні; $S_p = \frac{1}{W_{пт} \cdot (R_д + R_2)} \cdot \frac{dM}{d\alpha}$ – постійний коефіцієнт (чутливість до потужності) при $dM/d\alpha = const$.

Таким чином, кут відхилення α рухомої частини приладу пропорційний потужності на навантаженні P, тому шкала даного ватметра лінійна.

Ватметр за схемою рис.2.16 вмикається для вимірювання потужності в колах постійного струму або в однофазних колах змінного струму. Зірочки на схемі (та на корпусі приладу) означають початки обмоток. При зворотному ввімкненні однієї із котушок стрілка приладу "зашкалює" вліво за нульову позначку.

Електродинамічні ватметри виконують у вигляді багатомежевих лабораторних приладів високих класів точності (0,1; 0,2). Діапазон вимірювання потужностей таких приладів – від часток вата до декількох кіловат. Вимірювання можуть виконуватись як на постійному струмі, так і на змінному струмі промислових частот (50, 400 Гц).

Похибки електродинамічних ватметрів виникають через вплив температури та зовнішніх магнітних полів. При підвищенні частоти до декількох сотень герц суттєвими є частотні похибки. Вони обумовлені зростанням індуктивних опорів котушок.

Іноді буває необхідно виміряти потужність в навантаженнях з малим значенням cos φ (тобто з великою реактивною частиною навантаження). У цих випадках (як правило, в лабораторних умовах) застосовують малокосинусні ватметри (для $\cos\varphi = 0{,}05;\ 0{,}1;\ 0{,}2$). Вони відрізняються від звичайних малим протидійним моментом пружин або розтяжок.

Звичайні (їх називають одноелементними) ватметри застосовують також для вимірювання потужності в трифазних колах. Вмикаються вони за спеціальними схемами. Крім того, на основі одноелементних електродинамічних механізмів виконують дво- та трьохелементні трифазні ватметри.

Контрольні питання і завдання

1. **Сформулюйте правило включення електродинамічного ВМ для реалізації функцій ватметра.**
2. **Наведіть схему електродинамічного ватметра.**
3. **Виведіть рівняння перетворення ватметра.**

4. **Поясніть, за яких умов статична характеристика електродинамічного ватметра лінійна.**
5. **Обґрунтуйте можливість застосування електродинамічного ватметра як на постійному, так і на змінному струмі.**
6. **Під час вимірювання активної потужності електродинамічним ватметром з чутливістю 0,05 град/Вт рухома частина відхилилась на кут 60°. Косинус кута між струмом ($I_н$) і напругою ($U_н$ = 200 В) на навантажені 0,95. Який струм протікає на навантаженні в процесі вимірювального експерименту?**
7. **Під час вимірювання активної потужності електродинамічним ватметром з чутливістю 0,5 град/Вт стрілка рухомої частини вимірювального механізму відхилилась на кут 30°. Визначити косинус кута між струмом ($I_н$ = 0,8 А) і напругою ($U_н$ = 220 В) на навантаженні?**

2.4.3 Феродинамічний вимірювальний перетворювач

Феродинамічні вимірювальні механізми за суттю є різновидом електродинамічних, від яких вони відрізняються не за принципом дії, а конструктивно. Для збільшення магнітних потоків нерухомої та рухомої котушок всередині них розміщають магнітопроводи (осердя) з магніт-том'якого матеріалу (рис. 2.17): нерухома котушка 1 розміщається на осерді 2, всередині рухомої котушки 4 знаходиться осердя 3. Завдяки наявності магнітопроводів значно збільшується обертальний момент, зростає чутливість механізму, і може бути зменшене власне споживання потужності механізму.

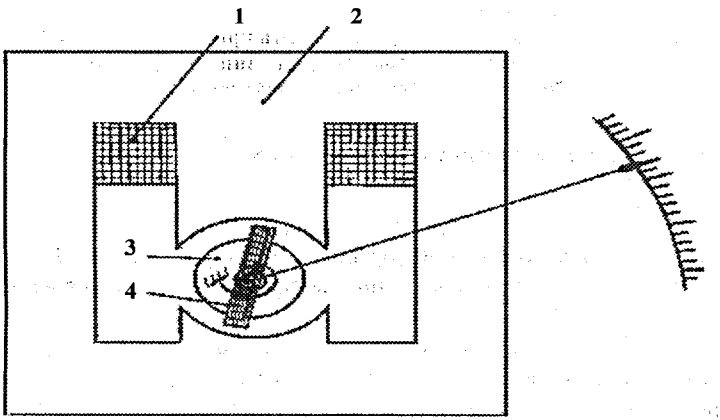


Рисунок 2.17

Внаслідок сильного власного поля механізму різко знижується вплив зовнішніх магнітних полів.

Але наявність магнітопроводів збільшує похибку приладів через вихрові струми та гістерезис, а також через нелінійність залежності індукції від напруженості магнітного поля.

Проміжок, у якому переміщаються бокові сторони рухомої котушки феродинамічного механізму, найчастіше виконується рівномірним.

Тому $dM/d\alpha = const$, і рівняння перетворення має такий самий вигляд, як і для електродинамічного механізму:

$$\alpha = \frac{C}{W_{пт}} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi, \qquad (2.49)$$

де С – постійний коефіцієнт, який визначається характеристиками магнітопроводів.

Феродинамічні прилади випускаються у вигляді переносних та щитових приладів змінного струму (на змінному струмі гістерезис впливає на покази приладу менше, ніж на постійному). Внаслідок можливості одержання великого обертального моменту феродинамічні вимірювальні механізми широко застосовуються в самописних приладах. Діапазон частот феродинамічних приладів – 10 Гц - 1,5 кГц. Класи точності – 0,2 - 1,5. Для побудови різних приладів широко використовуються електродинамічні та феродинамічні логометричні механізми.

Контрольні питання

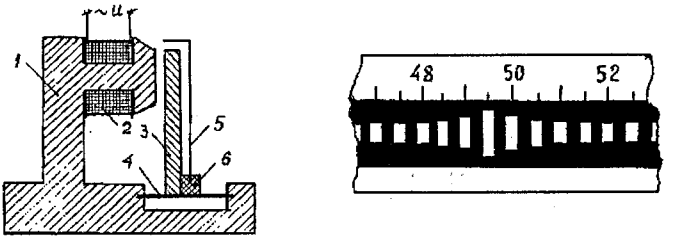
1. **Покажіть відмінності феродинамічного вимірювального механізму від електродинамічного.**
2. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії феродинамічного ВМ.**
3. **Дайте коротку характеристику основних метрологічних характеристик засобів вимірювання феродинамічної системи.**

2.4.4 Електромеханічні частотоміри і фазометри

В електромеханічних частотомірах використовуються електромагнітні або електродинамічні (феродинамічні) механізми. Застосовуються вони в основному в енергетичних колах для вимірювання частот у діапазоні 20 - 2500 Гц.

Найбільш прості за будовою та принципом дії електромагнітні резонансні (вібраційні) частотоміри. Вони бувають двох типів: з безпосереднім та опосередкованим збудженням резонансних коливань.

Резонансний електромагнітний частотомір з опосередкованим збудженням схематично показаний на рис. 2.18, а.



а) б)

Рисунок 2.18

Напруга U, частоту якої необхідно виміряти, подається на котушку 2, розташовану на осерді 1 електромагніту. Якір 3 електромагніту нижнім кінцем закріплений на пружній основі 4. На цій же основі знаходиться планка 6, в яку закладені кінці ряду пружних пластин 5. При протіканні змінного струму по котушці якір два рази за період змінного струму притягується до осердя. Коливання якоря передаються пластинам, кожна із яких має свою резонансну частоту. Найбільшою амплітуда коливань буде у тієї пластини, у якої частота власних коливань збігається із подвійною частотою поданої напруги. На рис. 2.18, б показана частина герцметра, на якій видно, що вимірювана частота становить 49,7 Гц. Загнуті кінці резонувальних пластин 5 пофарбовані, як правило, білою фарбою.

Похибка резонансних частотомірів складає біля 1%. Межі вимірювання таких частотомірів невеликі, наприклад, 45 - 55 або 450 - 550 Гц. Суттєвим недоліком такого типу частотомірів є їх чутливість до механічних вібрацій. Іноді це використовується для вимірювання частот механічних коливань.

Електродинамічний частотомір

Електрична схема електродинамічного частотоміра на основі логометричного механізму та векторна діаграма струмів наведені на рис. 2.19.

Логометричний механізм має одну нерухому котушку 1 та дві рухомі 2 і 3, скріплені між собою під кутом 90°. Нерухома котушка з'єднана послідовно з однією із рухомих електричним колом R_1-L_1-C_1. Параметри R_1, L_1 та C_1 підібрані так, що частота резонансу напруги цього кола дорівнює середній частоті діапазону вимірювань. При цій частоті струм I_1 збігається за фазою з напругою U.

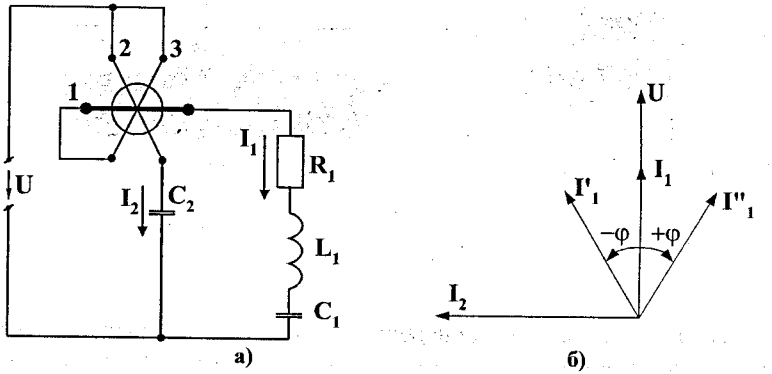


Рисунок 2.19

Послідовно з рамкою 2 ввімкнена ємність C_2 , тому струм I_2 випереджає напругу U практично на 90°. Таким чином, на середній частоті обертальний момент, який діє на рамку 2, дорівнює

$$M_{об2} = K_2 \cdot I_2 \cdot I_1 \cos 90° \cdot f_1(\alpha) = 0, \qquad (2.50)$$

де K_2 – постійний коефіцієнт.

Якщо рухома частина механізму знаходиться в такому положенні, що обертальний момент, який діє на рамку 3,

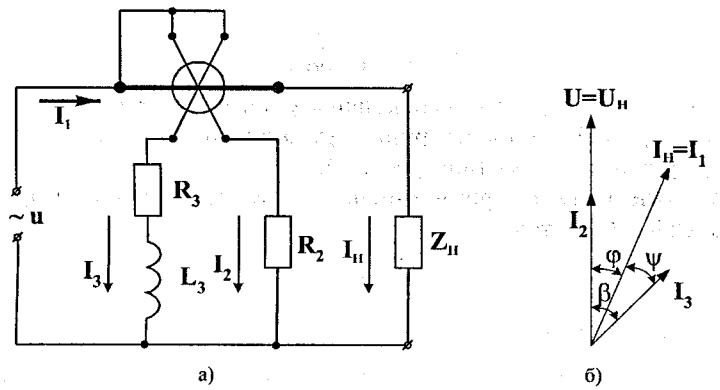
$$M_{об3} = K_3 \cdot I_1^2 \cdot f_2(\alpha) \neq 0, \qquad (2.51)$$

то під дією цього моменту рухома частина буде повертатись до тих пір, поки $f_2(\alpha)$ не стане рівною нулю. Стрілка приладу при цьому буде показувати середню частоту діапазону.

Якщо частота напруги відхилиться від середнього значення, то вектор струму I_1 зміститься відносно вектора U на кут $+\varphi$ чи $-\varphi$. Кут між векторами струмів I_1 та I_2 буде відрізнятись від 90°, $M_{об2}$ не буде вже дорівнювати нулю і внаслідок його дії рухома частина буде повертатися до тих пір, поки $M_{об3}$ не стане дорівнювати $M_{об2}$. В цьому положенні стрілка приладу покаже значення частоти, яке відрізняється від середнього значення.

Електродинамічний фазометр

На рис. 2.20 наведена схема електродинамічного фазометра та відповідна їй векторна діаграма.



а) б)

Рисунок 2.20

В основі приладу – електродинамічний логометр, рухомі рамки якого скріплені під кутом 60°. В рамці 2 струм I_2 збігається за фазою з напругою на навантаженні U.

У логометричному механізмі при протіканні струмів через котушки створюються два обертальні моменти:

$$M_{об2} = I_2 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \frac{dM_{12}}{d\alpha}, \qquad (2.52)$$

$$M_{об3} = I_3 \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - \varphi) \frac{dM_{13}}{d\alpha}, \qquad (2.53)$$

де M_{12}, M_{13} – взаємні індуктивності між рухомими та нерухомою котушкою, які змінюються при зміні кута повороту; при цьому $\frac{dM_{12}}{d\alpha} \neq \frac{dM_{13}}{d\alpha}$.

Нехай

$$\frac{dM_{12}}{d\alpha} = f_1(\alpha); \qquad \frac{dM_{13}}{d\alpha} = f_2(\alpha).$$

Рухома частина знаходиться у рівновазі при рівності обертальних моментів: $M_{12} = M_{13}$, або

$$I_2 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \cdot f_1(\alpha) = I_3 \cdot I_1 \cdot \cos(\beta - \varphi) \cdot f_2(\alpha), \qquad (2.54)$$

звідки

$$\frac{f_1(\alpha)}{f_2(\alpha)} = f(\alpha) = \frac{I_3 \cdot \cos(\beta - \varphi)}{I_2 \cdot \cos\varphi}. \qquad (2.55)$$

Рівняння (2.55) можна записати у вигляді:

$$\alpha = F\left[\frac{I_3 \cdot \cos(\beta - \varphi)}{I_2 \cdot \cos\varphi}\right]. \qquad (2.56)$$

Таким чином, в електродинамічному логометрі α є функцією відношення проекцій векторів струмів в рухомих котушках (рамках) на вектор струму в нерухомій (див. рис. 2.24, б).

Струми I_2 та I_3 при незмінній частоті пропорційні напрузі U: $I_2 = C_1 \cdot U$; $I_3 = C_2 \cdot U$, тоді

$$I_3 / I_2 = \frac{C_2 \cdot U}{C_1 \cdot U} = \frac{C_2}{C_1} = C.$$

З урахуванням цього

$$\alpha = C \cdot F\left[\frac{\cos(\beta - \varphi)}{\cos\varphi}\right]. \qquad (2.57)$$

З останнього виразу видно, що при постійному зсуві фаз β кут повороту рухомої частини α визначається зсувом фаз φ між напругою та струмом на навантаженні. При цьому, якщо φ збільшується, то чисельник дробу в виразі (2.57) збільшується, а знаменник зменшується.

Фазометри такого типу виготовляються на одне чи декілька номінальних значень напруги. Покази розглянутого електродинамічного фазометра практично не залежать від відхилення напруги на навантаженні від номінальної у межах 10 - 20 %. Прилад має лінійну шкалу.

Недоліками такого фазометра є залежність показів від частоти та велика споживана потужність. Зведена похибка лабораторних фазометрів такого типу (наприклад, фазометра типу Д578) не перевищує 0,5 %.

На основі електродинамічних механізмів базуються фазометри для вимірювань cos φ в трифазних колах (найчастіше в симетричних).

Контрольні питання

1. **Наведіть структурну схему та поясніть принцип дії електромагнітного резонансного частотоміра.**
2. **Які галузі застосування вібраційного частотоміра та його недоліки?**
3. **Наведіть структурну схему та поясніть принцип дії електродинамічного частотоміра.**
4. **Виведіть рівняння перетворення електродинамічного частотоміра.**
5. **Наведіть структурну схему та поясніть принцип дії електродинамічного фазометра.**
6. **Виведіть рівняння перетворення електродинамічного фазометра.**
7. **Які переваги та недоліки мають електродинамічні фазометри?**

2.5 Електростатичні прилади

Принцип дії електростатичних приладів оснований на взаємодії електрично заряджених провідників.

Існує декілька різновидів електростатичних вимірювальних механізмів. Найпоширенішою серед них є конструкція, показана на рис. 2.21. Нерухома частина 1 механізму має одну або декілька камер (електродів), з'єднаних електрично між собою. До них приєднується один з проводів від вимірюваної напруги.

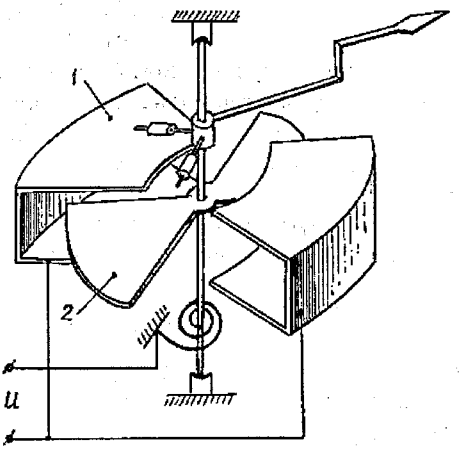


Рисунок 2.21

В повітряний проміжок камери входить рухома пластина 2, встановлена на осі, розтяжках чи на підвісі. До рухомої частини механізму через спіральну пружину підключається другий провід від вимірюваної напруги. Від дії цієї напруги створюється електричне поле та виникають сили взаємодії між нерухомими й рухомими електродами. Ці сили намагаються повернути рухому частину так, щоб енергія поля була максимальною, тобто щоб рухома пластина втягувалась в камеру нерухомої. При цьому повороті виникає протидійний момент.

Енергія електричного поля системи електродів $W_e = C \cdot u^2/2$, де C – ємність системи.

Обертальний момент:

$$M_{об} = \frac{dW_e}{d\alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \qquad (2.58)$$

Для постійної напруги U

$$M_{об} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \qquad (2.59)$$

В статичному режимі роботи вимірювального перетворювача рівняння перетворення можна одержати, прирівнявши обертальний та протидійний моменти

$$M_{об} = M_{пр}$$

або

$$\frac{1}{2}U^2\frac{dC}{d\alpha} = W_{пт}\cdot\alpha,$$

звідки

$$\alpha = \frac{1}{2W_{пт}}\cdot\frac{dC}{d\alpha}\cdot U^2. \qquad (2.60)$$

Отже, кут повороту рухомої частини при $dC/d\alpha$ = const пропорційний квадрату прикладеної постійної напруги. Вибираючи відповідну форму електродів, роблять $dC/d\alpha$ не постійною величиною, а такою, що змінюється залежно від α так, щоб шкала прилада наближалася до рівномірної.

Якщо напруга U змінна, то рухома частина буде повертатись внаслідок інерційності від дії середнього значення обертального моменту:

$$M_{об} = M_{об.ср} = \frac{1}{2}\cdot\frac{dC}{d\alpha}\cdot\frac{1}{T}\int_0^T u^2dt = \frac{1}{2}\cdot\frac{dC}{d\alpha}\cdot U^2, \qquad (2.61)$$

де U – діюче значення змінної періодичної напруги.

Рівняння перетворення виходить таким самим, як і для постійної напруги.

Електроди механізму виготовляють з легкого металу – алюмінію. Заспокоєння часто застосовують індукційне.

З принципу дії механізму витікає, що він може застосовуватись тільки для вимірювання напруг – як постійних, так і змінних.

Чутливість електростатичних вольтметрів невисока, тому не вдається одержати вольтметри з межею вимірювання, нижчою 10 В. Зате верхня межа вимірювань може бути високою. Розглянутий механізм називають механізмом із змінною активною площею електродів. Такий механізм застосовують при безпосередньому вмиканні для вимірювання напруг до сотень вольт. Існує інший тип механізму – із зміною відстані між електродами (пластинами), який допускає вимірювання високих напруг – до 75 кВ.

Електричне поле механізму невелике, тому на його роботі відбиваються зовнішні електричні поля. Для захисту механізму від їх впливу застосовують електричні екрани. На покази електростатичних вольтметрів мало впливають температура, частота, форма кривої напруги та зовнішні магнітні поля. Ці вольтметри можуть застосовуватись для вимірювань напруг високих частот (до 10 МГц). Споживання потужності від джерела доволі мале. Розширення меж електростатичних вольтметрів здійснюється на змінному струмі за допомогою додаткових конденсаторів $C_д$ (рис. 2.22, а) або ємнісних подільників C_1 та C_2 (рис. 2.22, б), на

постійному струмі – за допомогою резистивних подільників R_1 та R_2 (рис. 2.22, в).

Класи точності електростатичних вольтметрів 0,5; 1,0; 1,5.

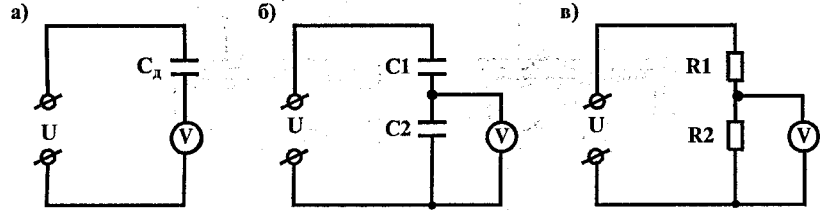


Рисунок 2.22

В зв'язку з розвитком аналогової і цифрової мікросхемотехніки, все більш широким застосуванням мікроконтролерів у вимірювальній техніці з'явилась можливість створювати прості, дешеві і малогабаритні електронні амперметри, вольтметри, частотоміри, фазометри, які постійно витісняють із застосування електромеханічні прилади.

Контрольні питання

1. **Сформулюйте сутність фізичного ефекту, який покладено в основу роботи електростатичних вимірювальних перетворювачів.**
2. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії електростатичного вимірювального перетворювача.**
3. **Виведіть рівняння перетворення електростатичного вимірювального перетворювача.**
4. **Доведіть, що статична характеристика електростатичного вимірювального перетворювача нелінійна.**
5. **Покажіть механізм лінеаризації статичної характеристики.**
6. **Обгрунтуйте, що галузь застосування електродинамічного вимірювального перетворювача – вимірювання постійних та змінних напруг.**
7. **Наведіть переваги і недоліки електростатичних вольтметрів.**

2.6 Вимірювальні трансформатори змінного струму та напруги

Вимірювальні трансформатори струму та напруги (рис. 2.23) застосовують для перетворення (зменшення або збільшення) струмів та напруг в строго визначене число разів із збереженням їхньої фази.

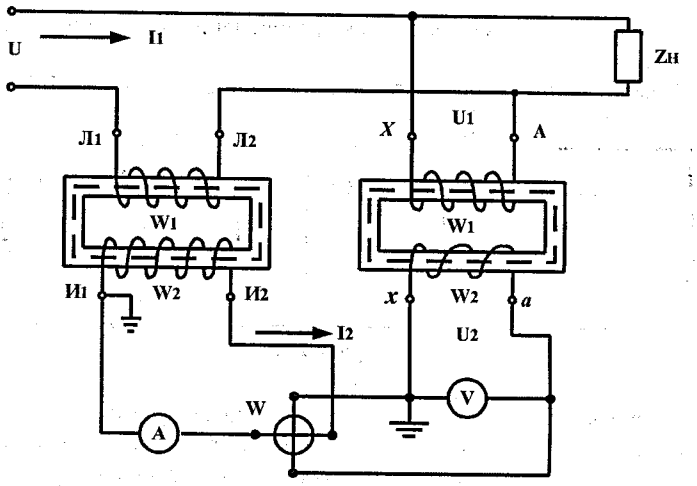


Рисунок 2.23

Вони використовуються для розширення меж вимірювання приладів. Крім того, вимірювальні трансформатори дозволяють гальванічно розділити частини вимірювального кола: коло високої напруги від кола вимірювального приладу, а також узгодити окремі частини вимірювального пристрою.

Вимірювальні трансформатори складаються із двох ізольованих обмоток, розміщених на феромагнітних осердях (рис. 2.23). Первинна обмотка має число витків W_1, вторинна – W_2. Виводи первинної обмотки під'єднують до вимірювального кола, а до затискачів вторинної обмотки під'єднуються засоби вимірювання. Вторинні кола трансформаторів заземлюють для безпечної роботи.

Первинну обмотку трансформатора струму вмикають у вимірюване коло послідовно, трансформатора напруги – паралельно. Для правильного вмикання трансформаторів їх затискачі мають спеціальні позначення (рис. 2.23).

Вимірювані величини визначаються за показами приладів, помноженими на відповідні коефіцієнти трансформації.

2.6.1 Вимірювальні трансформатори струму (ВТС)

У вторинну обмотку ВТС вмикаються прилади, що мають малі опори (амперметри, послідовні обмотки ватметрів та ін.), тому ВТС працює в режимі, близькому до короткого замикання.

Основними технічними характеристиками ВТС є номінальні значення первинного та вторинного струмів $I_{1н}$ та $I_{2н}$; їх відношення, яке називається номінальним коефіцієнтом трансформації: $K_{Iн} = I_{1н}/I_{2н}$; номінальна частота; номінальний опір навантаження $Z_н$. Опором навантаження для ВТС є опори приладів, які приєднуються до вторинної обмотки. Під номінальним навантаженням розуміють максимальний опір, який може бути ввімкнений у вторинне коло ВТС.

Первинна обмотка ВТС виконується з проводу, переріз якого залежить від $I_{1н}$. При $I_{1н} \geq 100$ А вона виготовляється у вигляді прямої шини, що проходить крізь вікно магнітопроводу. До шини приєднуються проводи (або також шини) вимірюваного кола, створюючи один замкнений виток, тобто в цьому випадку $W_1=1$. Для стандартних ВТС установлені значення $I_{2н}=1$; 2 або 5 А. Відповідно до цих значень вибираються перерізи проводів вторинної обмотки. Для первинних струмів нормативними документами установлено ряд значень від 0,1 до 60000 А.

Значення вимірюваних струмів можна визначити за показами приладів, помноживши їх на дійсний коефіцієнт трансформації: $I_1 = I_2 \cdot K_I$. Але дійсний коефіцієнт трансформації K_I залежить від режиму роботи трансформатора, від значень I_1, від значення та характеру навантаження, від частоти, і тому дійсне значення K_I невідоме. Тоді показ приладу перемножається на значення номінального коефіцієнта трансформації $K_{Iн}$: $I_1' = I_2 \cdot K_{Iн}$. При цьому виникає похибка:

$$f_I = \frac{I_1' - I_1}{I_1} \cdot 100\,\% = \frac{K_{Iн} - K_I}{K_I} \cdot 100\,\%, \qquad (2.62)$$

яка називається **струмовою похибкою** ВТС.

В технічній документації вказуються межі припустимої похибки та умови, за яких вона має місце. Наприклад, для ВТС класу 0,2 струмова похибка $f_I = \pm 0{,}2$ % при струмі в первинному колі $I_1 = (100–120)$ % від $I_{1н}$ та навантаженні на трансформатор, яке складає 25–100% від $Z_н$ і $\cos\varphi = 0{,}8$. При струмі $I_1 = 20$ % від $I_{1н}$ $f_I = \pm 0{,}25$ %, а при $I_1 = 5$ % від $I_{1н}$ $f_I = \pm 0{,}75$ %.

Магнітний потік в осерді трансформатора складається з основного потоку Φ_0, який замикається тільки по осердю, та потоків розсіювання обмоток Φ_{S1} та Φ_{S2}. Тоді схему трансформатора (як струму, так і напруги) можна подати у вигляді еквівалентної, зображеної на рис. 2.24.

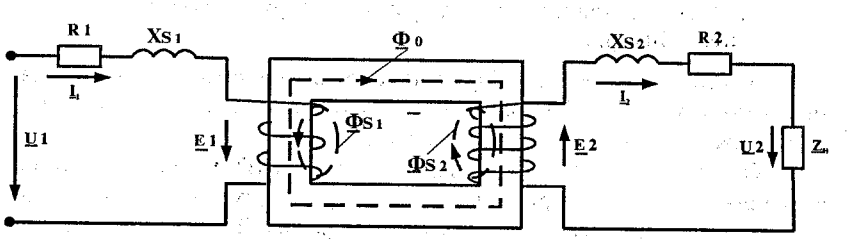


Рисунок 2.24

Для цієї схеми можна записати рівняння:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1(R_1 + jX_{S1}) = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1; \\ \underline{E}_2 &= \underline{I}_2(R_2 + jX_{S2}) + \underline{U}_2 = \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_н; \\ \underline{F} &= \underline{I}_1 \cdot W_1 + \underline{I}_2 \cdot W_2 = \underline{I}_0 \cdot W_1, \end{aligned} \qquad (2.63)$$

де $\underline{E}_1 = -j\omega W_1 \cdot \underline{\Phi}_0$ – е.р.с., яка наводиться потоком Φ_0 в первинній обмотці, $\underline{E}_2 = -j\omega W_2 \cdot \underline{\Phi}_0$ – е.р.с. вторинної обмотки, $\underline{F}$ – повна м.р.с. трансформатора, що створюється струмами в первинній та вторинній обмотках; $\underline{F} = \underline{I}_0 \cdot W_1$, де $\underline{I}_0$ – струм намагнічування; R_1 та R_2 – активні опори обмоток; X_{S1} та X_{S2} – реактивні опори обмоток, обумовлені потоками розсіювання; $\underline{Z}_1$ та $\underline{Z}_2$ – комплексні опори обмоток, $\underline{U}_2$ – напруга на навантаженні; $Z_н$ – опір навантаження.

За схемою (рис. 2.24) та рівняннями (2.63) будуємо векторну діаграму трансформатора (рис. 2.25).

Починаючи з вектора $\underline{\Phi}_0$, $\underline{E}_2$ відстає від потоку $\underline{\Phi}_0$ на 90°. При індуктивному характері навантаження струм $\underline{I}_2$ відстає від $\underline{E}_2$ на кут $\varphi_н$. Далі будуються вектори $\underline{I}_2 \cdot R_н$, $\underline{I}_2 \cdot jX_н$ і т. д.

Існування потоку $\underline{\Phi}_0$ обумовлено повною м.р.с. трансформатора $\underline{I}_0 \cdot W_1$. Струм $\underline{I}_0$ подають як такий, що складається із двох складових: $\underline{I}_\mu$ та $\underline{I}_a$. Енергія складової $\underline{I}_\mu$ йде на проведення потоку $\underline{\Phi}_0$ по осердю, а енергія складової $\underline{I}_a$ витрачається на втрати на вихрові струми та гістерезис. У відповідності із третім рівнянням системи (2.63) будуємо вектор $\underline{I}_1 \cdot W_1$.

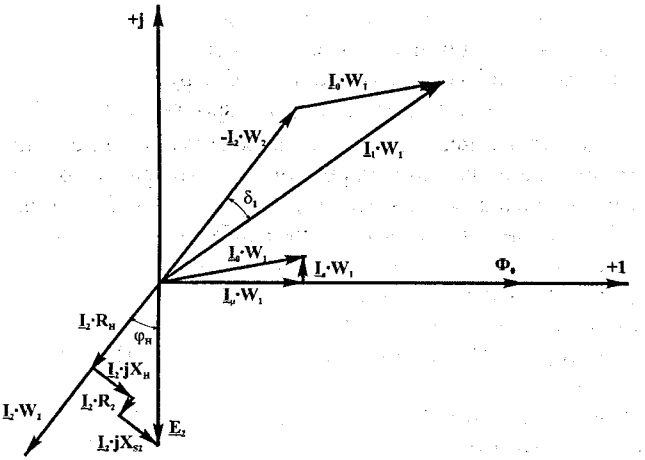


Рисунок 2.25

Для ідеального трансформатора $\underline{I}_1 \cdot W_1 + \underline{I}_2 \cdot W_2 = 0$, тоді $I_1/I_2 = W_1/W_2$. Із векторної діаграми та третього рівняння системи (2.63) видно, що для реального трансформатора це співвідношення не виконується, тобто коефіцієнт трансформації реального трансформатора не дорівнює співвідношенню чисел витків W_1/W_2. Ця відмінність обумовлена наявністю в трансформаторі струму I_0 (та відповідної м.р.с. $I_0 \cdot W_1$).

Якщо $I_1 = I_{1н}$ і опір у вторинному колі не перевищує $Z_н$, то коефіцієнт трансформації дорівнює $K_{1н}$. Якщо $Z_н$ збільшується при $I_1 = \text{const}$, то I_2 буде зменшуватись, а згідно з третім рівнянням системи (2.54) м.р.с. $I_0 \cdot W_1$ буде збільшуватись. Отже, коефіцієнт трансформації буде відрізнятись від $K_{1н}$, тобто виникне струмова похибка f_I.

Для ідеального трансформатора зсув фаз між $\underline{I}_1$ та $\underline{I}_2$ дорівнює 180°. В реальному ВТС, як видно із діаграми, цей кут не дорівнює 180°. Вектор $\underline{I}_1 \cdot W_1$ та повернутий на 180° вектор $\underline{I}_2 \cdot W_2$ утворюють кут δ_I, який називається **кутовою похибкою трансформатора**. Ця похибка додатна, якщо повернутий на 180° вектор вторинної величини (тут струму I_2) випереджує вектор первинної (як на побудованій тут діаграмі). Кутова похибка не впливає на результати вимірювань струмів та напруг. Вона відбивається на показах приладів, відхилення рухомої частини яких залежить від зсуву фаз між струмами та напругами (наприклад, у ватметрів). Як видно із наведеного тут аналізу, основним джерелом як струмової, так і кутової похибок ВТС є струм намагнічування I_0. Для його зменшення осердя ВТС роблять із матеріалу з високою магнітною про-

никністю, малими втратами, зменшують довжину магнітопроводу, збільшують його переріз і намагаються зменшити проміжки.

При розмиканні вторинного кола ВТС струм I_2 стає рівним нулю, а $\underline{I}_0 \cdot W_1 = \underline{I}_1 \cdot W_1$, що призводить до різкого зростання е.р.с. E_2 до декількох сотень вольт. Це небезпечно для обслуговуючого персоналу і може призвести до пробою ізоляції вторинної обмотки трансформатора.

Тому не можна розмикати вторинну обмотку ВТС при наявності струму у його первинній обмотці. При необхідності відімкнути чи замінити прилади у вторинному контурі ВТС, підключеному до мережі, слід спочатку замкнути накоротко вторинну обмотку. Для цього в ВТС передбачаються спеціальні перемички.

Лабораторні ВТС мають класи точності від 0,01 до 0,2, стаціонарні – від 0,2 до 10.

Для зручності вимірювання струму без розриву кола застосовують ВТС з роз'ємними осердями. Для вимірювань струмів у проводах, які знаходяться під високою напругою, такі ВТС розміщають на кінці довгої ізольованої штанги.

2.6.2 Вимірювальні трансформатори напруги (ВТН)

До вторинної обмотки ВТН підключаються прилади з великим внутрішнім опором, тому ВТН працює в режимі, близькому до холостого ходу.

Еквівалентна схема ВТН така сама, як і ВТС (рис. 2.24). Для аналізу трансформаторів напруги часто використовується приведення чисел витків обмоток до одного числа, як правило, до числа витків первинної обмотки. Тобто, береться $W_2 = W_1$. Тоді $\underline{E}_1 = \underline{E}_2, \underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2$.

Беручи до уваги ці співвідношення, перше рівняння системи (2.63) можна записати у вигляді:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2 + \underline{I}_0(R_1 + jX_{S1}) - \underline{I}_2\left[(R_1 + R_2) + j(X_{S1} + X_{S2})\right]. \quad (2.64)$$

Для ідеального приведеного трансформатора $\underline{U}_1 = -\underline{U}_2$, тобто діючі значення первинної та вторинної напруг однакові, а фази їх відрізняються на 180°.

Для реального трансформатора $-\underline{E}_2$ відрізняється від $\underline{E}_1$ внаслідок спаду напруг на обмотках, отже, мають місце похибки f_U та δ_U. Ці похибки залежать від опорів обмоток і струмів $\underline{I}_2$ та $\underline{I}_0$. Для зменшення похибок потрібно зменшувати ці величини. Вплив струму $\underline{I}_0$ на похибки ВТН менший, ніж у ВТС. Це дозволяє, збільшивши струм $\underline{I}_0$, збільшити індукцію в магнітопроводі, обравши відповідний магнітний матеріал.

Для зменшення опорів обмоток беруть проводи з більшим перерізом, ніж це вимагається за умовами нагрівання. Для зменшення струму I_2 необхідно брати прилади з великим внутрішнім опором, тобто малим струмом споживання.

В технічних паспортах ВТН указуються: номінальні напруги $U_{1н}$ та $U_{2н}$, за якими визначається номінальний коефіцієнт трансформації $K_{Uн} = U_{1н}/U_{2н}$; номінальна частота; номінальна (тобто припустима) потужність у вторинному колі; клас точності.

Первинна номінальна напруга у ВТН лежить у діапазоні від 220 В до 750 кВ. Вторинні напруги можуть мати значення (для стаціонарних ВТН) 100; 100/3; $100/\sqrt{3}$; 200; $200/\sqrt{3}$ В. Класи точності – 0,2; 0,5; 1; 3.

Стаціонарні ВТН виготовляють як однофазні, так і трифазні, ВТС – тільки однофазні.

Контрольні питання

1. **До якого типу вимірювальних пристроїв відносять вимірювальні трансформатори струму і напруги.**
2. **Наведіть схему включення вимірювальних трансформаторів струму і напруги у вимірювальне коло.**
3. **Технічні характеристики та особливості ВТС.**
4. **Розкрийте методику отримання виміряних значень при використанні ВТС.**
5. **Причини виникнення струмової похибки.**
6. **Наведіть еквівалентну схему трансформатора.**
7. **Причини виникнення кутової похибки.**
8. **Чому не можна розмикати вторинну обмотку ВТС при наявності струму у його первинній обмотці?**
9. **Причини виникнення складових похибок f_U та δ_U та шляхи їх зменшення у ВТН.**

2.7 Вимірювання потужності та електричної енергії

Необхідність вимірювання потужності та електричної енергії виникає при вивченні великої кількості процесів, явищ та фізичних об'єктів. Тому визначення потужності та енергії являє собою досить розповсюджений вид вимірювань. Підвищення точності вимірювань цих величин набуває особливого значення в зв'язку з величезним зростанням споживання енергії, пошуком нових джерел енергії та впровадженням заходів для економії енергетичних ресурсів. Особливо важливе значення мають вимірювання потужності та енергії в електроенергетиці як при виробництві електроенергії, так і при її розподілі та обліку споживання.

Вимірювання потужності в колах постійного струму та в однофазних колах змінного струму промислової частоти здійснюється одноелементними електродинамічними та феродинамічними ватметрами та варметрами. Методика таких вимірювань потужності ватметрами проста і вже розглядалась в попередньому розділі, тому нижче будемо розглядати вимірювання потужності тільки в трифазних колах.

2.7.1 Вимірювання активної потужності в трифазних колах

Вимірювання в симетричному колі

Активна потужність трифазного кола при з'єднанні приймачів зіркою складається з потужностей окремих фаз кола плюс потужність в нульовому (нейтральному) проводі:

$$P = P_A + P_B + P_C + P_0. \qquad (2.65)$$

У зв'язку з тим, що потужність в нульовому проводі набагато менша від потужностей фаз, її звичайно не вимірюють. Потужність P_0 у виразі (2.65) відсутня, якщо коло не має нульового проводу.

Для чотирипровідної симетричної трифазної системи потужності всіх фаз однакові:

$$P_A = P_B = P_C = P_\phi = U_\phi \; I_\phi \; \cos\varphi_\phi,$$

де P_ϕ – потужність однієї фази, φ_ϕ – зсув фаз між фазною напругою U_ϕ та фазним струмом I_ϕ в одній фазі кола.

В цьому випадку (рис. 2.26) застосовують **метод одного ватметра.**

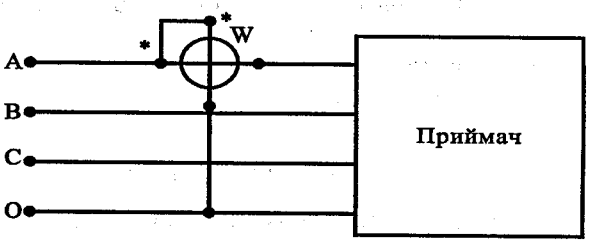


Рисунок 2.26

Вимірявши потужність однієї фази приймача P_ϕ, сумарну потужність P можна знайти, помноживши P_ϕ на 3: $P = 3 \cdot P_\phi$. Отже, для вимірювання сумарної потужності кола достатньо одного ватметра. В чотирипровідних колах ватметр вмикається за схемою. При цьому показ ватметра $P_w = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos\varphi_\phi$.

Якщо при з'єднанні приймачів зіркою нульовий провід відсутній або опори навантаження з'єднані трикутником, то потужність можна виміряти одним ватметром, створивши штучну нульову точку (рис. 2.27).

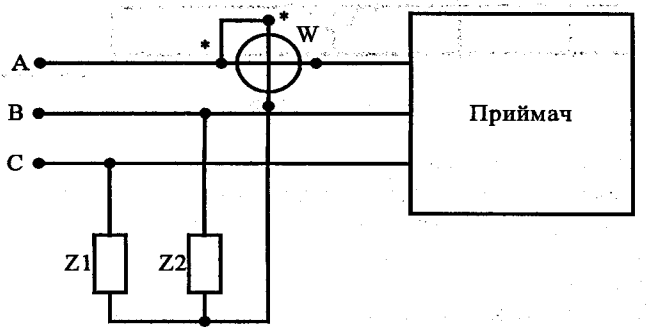


Рисунок 2.27

Опори $Z_1 = Z_2$ вибираються рівними опору паралельного кола ватметра. При використанні електродинамічних та феродинамічних ватметрів, у яких опір паралельного кола практично активний, Z_1 та Z_2 також будуть складатись тільки з активних опорів.

Вимірювання активної потужності в несиметричних трифазних колах трьома ватметрами

Для несиметричного трифазного кола вираз потужності (2.65) можна записати у вигляді:

$$P = U_A \cdot I_A \cdot \cos\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \cos\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \cos\varphi_C, \qquad (2.66)$$

де U, I та φ з відповідними індексами – напруги, струми та зсуви фаз між ними у відповідних індексам фазах навантаження.

В загальному випадку ні система напруг, ні система струмів не є симетричними системами.

Для вимірювання сумарної активної потужності несиметричного трифазного чотирипровідного кола згідно з (2.66) вмикаються три ватметри (рис. 2.28).

Сумарна активна потужність дорівнює сумі показів ватметрів: $P = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}$. При цьому кожний ватметр покаже потужність, яка дорівнює потужності відповідної фази приймача.

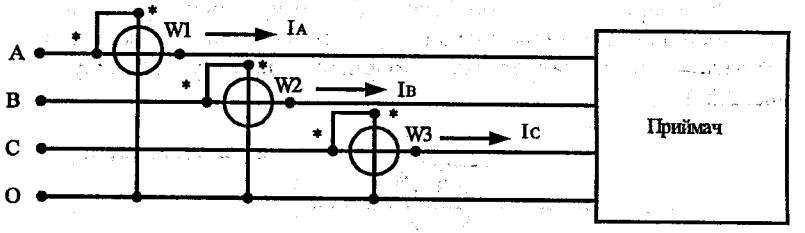


Рисунок 2.28

Якщо в колі нульовий провід відсутній, а нульова точка недоступна або опори приймача з'єднані трикутником, то самі паралельні кола ватметрів можуть створювати штучну нульову точку (рис. 2.29, а). Опори Z_1, Z_2 та Z_3 служать для вирівнювання опорів паралельних віток вимірювального кола.

Якщо ватметри однакові, то ці опори відсутні. Сумарна потужність трифазного кола при вимірюванні за цією схемою дорівнює, як і в попередньому випадку, сумі показів ватметрів. Доведемо це положення.

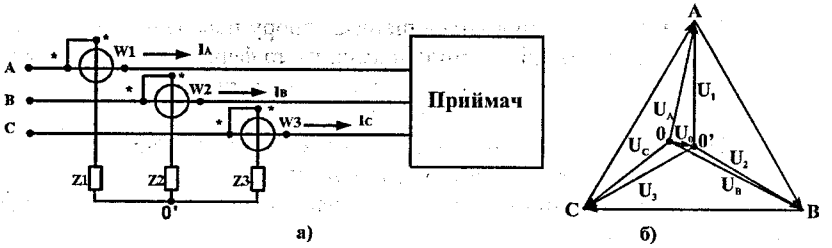


Рисунок 2.29

На векторній діаграмі (рис. 2.29, б) U_1, U_2 та U_3 – напруги на ватметрах, які створюють симетричну систему; U_0 – напруга зміщення між штучною нульовою точкою та нульовою точкою еквівалентної або реальної зірки навантаження.

Миттєві потужності, які враховуються ватметрами, дорівнюють:

$$\left.\begin{aligned} p_{W1} &= u_1 \cdot i_A = (u_A - u_0) \cdot i_A = p_A - u_0 \cdot i_A \\ p_{W2} &= u_2 \cdot i_B = (u_B - u_0) \cdot i_B = p_B - u_0 \cdot i_B \\ p_{W1} &= u_3 \cdot i_C = (u_C - u_0) \cdot i_C = p_C - u_0 \cdot i_C \end{aligned}\right\}, \qquad (2.67)$$

де p_A, p_B, p_C – миттєві потужності на фазах навантаження. Сума миттєвих потужностей:

$$p_{W1} + p_{W2} + p_{W3} = p_A + p_B + p_C - u_0(i_A + i_B + i_C). \quad (2.68)$$

Але при відсутності нульового проводу $i_A + i_B + i_C = 0$, отже

$$p_{W1} + p_{W2} + p_{W3} = p_A + p_B + p_C, \quad (2.69)$$

тобто сума миттєвих потужностей на ватметрах дорівнює сумі миттєвих потужностей на фазах навантаження.

Ватметри реагують на середні значення потужностей, які визначаються як інтеграли від миттєвих потужностей за період змінного струму. Після інтегрування одержимо:

$$P_{W1} + P_{W2} + P_{W3} = P_A + P_B + P_C. \quad (2.70)$$

Вираз (2.70) показує, що сума показів ватметрів дорівнює сумарній активній потужності трифазного кола. Але покази кожного ватметра (на відміну від попереднього способу вимірювання) не дорівнюють потужностям в окремих фазах приймача.

При вимірюваннях за схемами (рис. 2.28, 2.29) можна обійтись і одним ватметром із штучною нульовою точкою (рис. 2.27). Цей прийом використовується в вимірювальному комплекті К505, в якому є перемикач для підключення приладів в потрібну фазу кола. Слід відмітити, що використання трьох ватметрів дозволяє вимірювати потужність в трифазному колі при будь-якій його несиметрії.

Вимірювання активної потужності в трифазному трипровідному колі двома ватметрами

Відомо, що активну потужність трифазного кола можна записати у вигляді дійсної частини повної комплексної потужності:

$$P = \mathrm{Re}(\underline{U}_A \bar{I}_A + \underline{U}_B \bar{I}_B + \underline{U}_C \bar{I}_C). \quad (2.71)$$

В трипровідній мережі:

$$\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0. \quad (2.72)$$

З цього рівняння можна виразити лінійний струм через два інших. Наприклад, $\underline{I}_C = -\underline{I}_A - \underline{I}_B$. Це справедливо також для спряжених комплексів: $\bar{I}_C = -\bar{I}_A - \bar{I}_B$. Підставивши останній вираз в (2.71), одержимо:

$$P = \mathrm{Re}\left[\underline{U}_A \bar{I}_A + \underline{U}_B \bar{I}_B + \underline{U}_C(-\bar{I}_A - \bar{I}_B)\right] =$$

$$= \mathrm{Re}\left[(\underline{U}_A - \underline{U}_C)\bar{I}_A + (\underline{U}_B - \underline{U}_C)\bar{I}_B\right] =$$

$$= U_{AC} \cdot I_A \cdot \cos\Psi_1 + U_{BC} \cdot I_B \cdot \cos\Psi_2, \quad (2.73)$$

де Ψ_1 – зсув фаз між лінійною напругою U_{AC} та струмом I_A, Ψ_2 – зсув фаз між лінійною напругою U_{BC} та струмом I_B.

Вираз (2.73) показує, що активну потужність трифазного кола можна подати у вигляді двох складових. Якщо згідно з рівнянням (2.73) включити два ватметри (рис. 2.30, а), то сума їхніх показів дасть сумарну активну потужність трифазного кола незалежно від виду з'єднання опорів приймача та несиметрії кола.

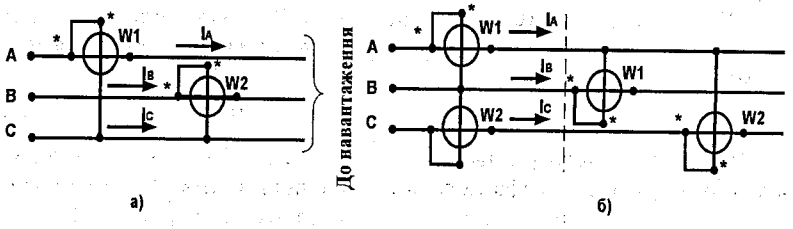


Рисунок 2.30

З (2.72) можна записати вирази ще для двох струмів $\underline{I}_B$ та $\underline{I}_C$ через два інших та одержати ще два вирази для потужності, аналогічних (2.73).

Згідно з ними одержують ще дві схеми включення ватметрів, показані на рис. 2.30, б.

Із аналізу схем (рис. 2.34) витікає таке правило для підключення ватметрів: послідовні обмотки ватметрів вмикаються послідовно в два будь-які проводи лінії. Генераторні (із зірочками) кінці паралельних обмоток підключаються до тих самих проводів, а кінці без зірочок – до вільного лінійного проводу.

Залежно від характеру навантаження та схеми вмикання ватметрів може статися так, що зсув фаз між напругою та струмом на одному із ватметрів буде більшим 90°. У цьому випадку стрілка цього ватметра буде відхилятись вліво від нульової позначки. Для того, щоб зробити можливим відлік показів, потрібно змінити або напрям струму, або полярність напруги. Після перемикання покази цього ватметра потрібно подати зі знаком мінус.

Схема двох ватметрів одержала на практиці дуже широке розповсюдження, оскільки дозволяє виміряти активну потужність двома приладами незалежно від схеми з'єднання навантаження (трикутником чи зіркою) як при повній симетрії, так і при несиметрії кола (повній чи частковій). В чотирипровідних мережах схема двох ватметрів дає неправильні результати, оскільки в цьому колі $\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C \neq 0$. Вимірювання в таких мережах здійснюються тільки трьома ватметрами.

Вимірювання активної потужності в трифазних колах одноелементними ватметрами здійснюється тільки в лабораторній практиці. У виробничих умовах застосовуються трифазні ватметри.

2.6.3 Трифазні ватметри

Трифазні ватметри являють собою конструкцію, основний вузол якої складається із двох чи трьох змонтованих в одному корпусі однофазних елементів (механізмів), рухомі частини яких знаходяться на одній спільній осі. На цю спільну вісь діють обертальні моменти, які виникають в одноелементних механізмах. Найбільшого розповсюдження одержали феродинамічні трифазні ватметри.

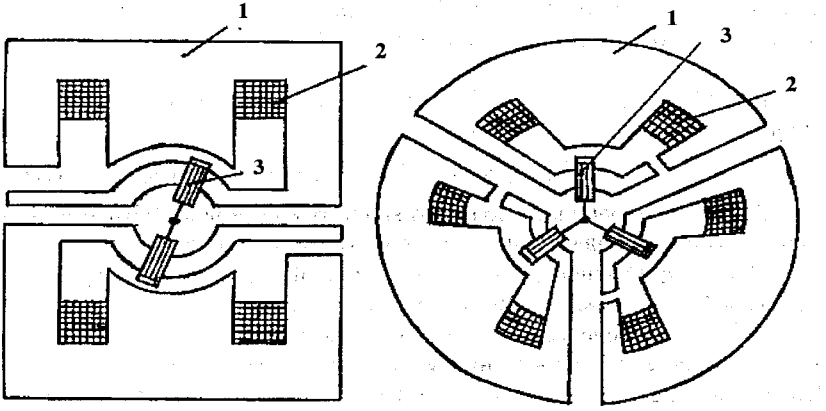


Рисунок 2.31

На рис. 2.31, а схематично показано будову двоелементного механізму феродинамічного ватметра, призначеного для вимірювання потужності в трифазних трипровідних колах, а на рис. 2.31, б – трьохелементного, для чотирипровідних кіл.

На шихтованих магнітопроводах 1 розміщаються нерухомі струмові обмотки 2. Обмотки напруги 3 виконані у вигляді рухомих рамок, які закріплені на одній спільній осі. На вісь діє алгебраїчна сума обертальних моментів окремих механізмів. На корпусі розміщені затискачі, до яких підведені кінці від усіх обмоток. Вмикання ватметрів здійснюється за тими самими схемами, які використовуються для одноелементних ватметрів.

Через великий обертальний момент феродинамічні ватметри виготовляють також у вигляді самописних приладів.

2.6.4 Вимірювання реактивної потужності

Наявність реактивної потужності в енергетичних колах (особливо в трифазних) досить негативно відбивається на їхній роботі. Тому, поряд з вимірюванням активної потужності, необхідно вимірювати також і реактивну.

Вимірювання реактивної потужності має практичне значення тільки для потужних споживачів електроенергії, які підключаються до трифазних кіл. Тому в однофазних колах реактивна потужність вимірюється тільки в лабораторних умовах при проведенні досліджень. Прилади для вимірювання реактивної потужності в однофазних колах не випускаються.

Реактивна потужність в трифазних колах визначається сумою реактивних потужностей окремих фаз.

$$Q = U_A \cdot I_A \cdot \sin\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \sin\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \sin\varphi_C. \qquad (2.74)$$

З цього виразу видно, що реактивна потужність може бути виміряна тими самими приладами, що й активна, тільки обертальний момент механізмів цих приладів повинен бути пропорційний не $\cos\varphi$, а $\sin\varphi$. Цього можна добитись, увімкнувши прилади за спеціальними схемами.

У сучасних енергетичних колах та системах, які мають велику потужність, система лінійних напруг завжди є практично симетричною. Виходячи із цього і складаються схеми для підключення приладів з метою вимірювання реактивної потужності.

Для того, щоб відхилення рухомої частини електро- чи феродинамічних механізмів було пропорційне $\sin\varphi$, на них потрібно подати напругу, що відстає на 90° від напруги, яка підключається до приладу при вимірюванні активної потужності. Така схема підключення називається схемою із заміненими напругами. Раніше випускались прилади з додатковими елементами у вимірювальному колі, які дозволяли одержати 90°-ний зсув напруг при звичайному підключенні приладу. Зараз вони не випускаються, а використовуються схеми із заміненими напругами.

Вимірювання реактивної потужності трьома ватметрами

Активна потужність трифазного кола:

$$P = U_A \cdot I_A \cdot \cos\varphi_A + U_B \cdot I_B \cdot \cos\varphi_B + U_C \cdot I_C \cdot \cos\varphi_C. \qquad (2.75)$$

Згідно із цим виразом підключаються прилади для вимірювання активної потужності (рис.2.32). Для вимірювання реактивної потужності за схемою із заміненими напругами в виразі (2.75) замість U_A повинна бути напруга U_{BC}, яка відстає від U_A на 90° (рис. 2.36, а), замість U_B – напруга U_{CA} і замість U_B – напруга U_{AB}.

Сума показів ватметрів дорівнює:

$$P_{W1}+P_{W2}+P_{W3} = U_{BC}\cdot I_A\cdot\cos(90°-\varphi_A)+U_{CA}\cdot I_B\cdot\cos(90°-\varphi_B) + \\ + U_{AB}\cdot I_C\cdot\cos(90°-\varphi_C). \qquad (2.76)$$

Напруги U_{BC}, U_{CA} та U_{AB} – лінійні напруги. При симетрії лінійних та фазних напруг $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_л$; $U_A = U_B = U_C = U_ф$; $U_л = \sqrt{3}\,U_ф$.

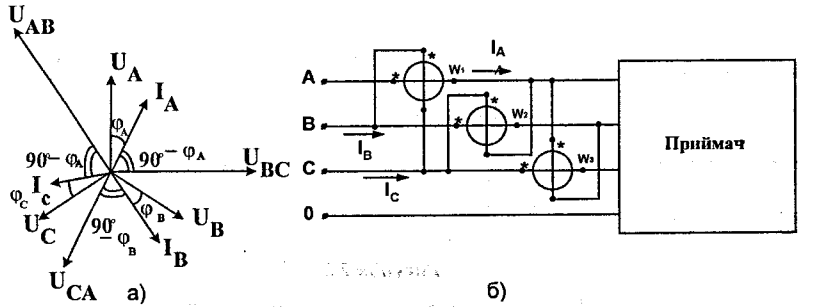


Рисунок 2.32

З урахуванням цього рівняння (2.76) запишеться:

$$P_{W1}+P_{W2}+P_{W3} = \\ = \sqrt{3}\,(U_A\cdot I_A\cdot\sin\varphi_A + U_B\cdot I_B\cdot\sin\varphi_B + U_C\cdot I_C\cdot\sin\varphi_C) = \sqrt{3}\,Q. \qquad (2.77)$$

Звідки

$$Q = (P_{W1}+P_{W2}+P_{W3})/\sqrt{3}. \qquad (2.78)$$

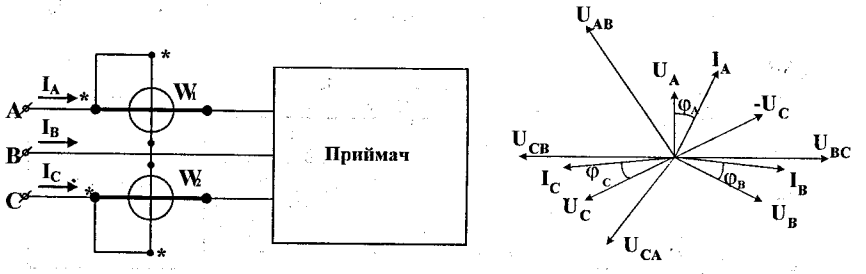
Таким чином, для одержання значення сумарної реактивної потужності трифазного кола необхідно суму показів трьох ватметрів розділити на $\sqrt{3}$. Система струмів може бути несиметричною. В дужках виразу (2.77) кожна складова пропорційна реактивній потужності відповідної фази приймача, тобто за показами кожного із ватметрів можна визначити реактивну потужність тієї фази приймача, струм якої протікає через даний ватметр.

Для правильного підключення ватметрів потрібно знати послідовність фаз. Напруги, що підключаються до паралельних обмоток ватметрів, мають індекси, які вибирають з ряду ABCABC..., наступні після індексу струму, який протікає через даний ватметр. При використанні схеми з трьома ватметрами потрібно мати на увазі, що паралельні обмо-

тки ватметрів підключаються на лінійну напругу. Розглянута схема придатна як для трипровідних, так і для чотирипровідних трифазних кіл – симетричних та з частковою асиметрією.

Вимірювання реактивної потужності двома ватметрами

Одна із схем для вимірювання активної потужності двома ватметрами зображена на рис. 2.33, а. Ватметр W_1 підключений до напруги $\underline{U}_{AB}$, а ватметр W_2 – до $\underline{U}_{CB}$. Відстає від $\underline{U}_{AB}$ на 90° напруга "$-\underline{U}_C$", а від $\underline{U}_{CB}$ – напруга $\underline{U}_A$ (рис. 2.33, б).



а) б)

Рисунок 2.33

Якщо ватметр W_1 підключити під напругу "$-\underline{U}_C$", а ватметр W_2 – під напругу $\underline{U}_A$, то їхні покази будуть пропорційні реактивній потужності.

Напруги U_C та U_A – фазні напруги, тому для того, щоб на ватметри можна було подати ці напруги, потрібно створити з'єднання зіркою із штучною нульовою точкою (рис. 2.34). При цьому опір R дорівнює опорові паралельних віток ватметрів.

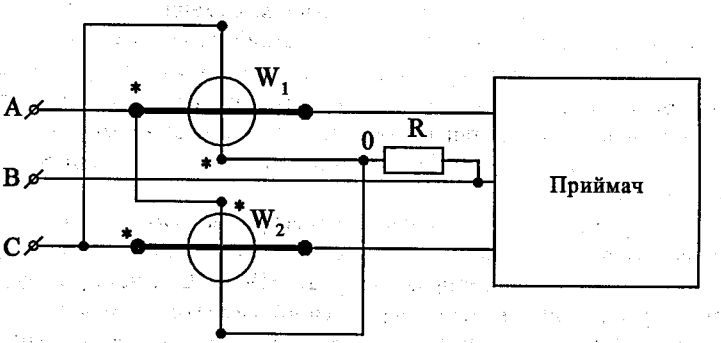


Рисунок 2.34

Покази ватметрів:

$$P_{W1} = \mathrm{Re}\left[-\underline{U}_C \cdot \bar{I}_A\right]; P_{W2} = \mathrm{Re}\left[\underline{U}_A \cdot \bar{I}_C\right] \tag{2.79}$$

Сума показів:

$$P_{W1} + P_{W2} = \mathrm{Re}\left[-\underline{U}_C \cdot \bar{I}_A + \underline{U}_A \cdot \bar{I}_C\right] \tag{2.80}$$

При симетричних системах лінійних та фазних напруг

$$-\underline{U}_C = \frac{\underline{U}_{AB}}{\sqrt{3}} e^{-j90^\circ}; \quad \underline{U}_A = \frac{\underline{U}_{CB}}{\sqrt{3}} e^{-j90^\circ}. \tag{2.81}$$

Підставимо (2.81) в (2.79):

$$P_{W1} + P_{W2} = \mathrm{Re}\left[\frac{\underline{U}_{AB}}{\sqrt{3}} \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} + \frac{\underline{U}_{CB}}{\sqrt{3}} \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ}\right]. \tag{2.82}$$

Враховуючи, що $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A - \underline{U}_B$, $\underline{U}_{CB} = \underline{U}_C - \underline{U}_B$, будемо мати:

$$P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \mathrm{Re}\left[\begin{array}{l} \underline{U}_A \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} - \underline{U}_B \cdot \bar{I}_A \cdot e^{-j90^\circ} + \\ + \underline{U}_C \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ} - \underline{U}_B \cdot \bar{I}_C \cdot e^{-j90^\circ} \end{array}\right]. \tag{2.83}$$

Для трипровідного кола $\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0$. Також справедливою буде рівність $\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C = 0$, звідки маємо $\bar{I}_C = -\bar{I}_A - \bar{I}_B$. Підставивши замість $\bar{I}_C$ в останній складовій виразу (2.83) рівний йому $(-\bar{I}_A - \bar{I}_B)$, після перетворень одержимо:

$$P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \mathrm{Re}\left[\underline{U}_A \bar{I}_A e^{-j90^\circ} + \underline{U}_B \bar{I}_B e^{-j90^\circ} + \underline{U}_C \bar{I}_C e^{-j90^\circ}\right] =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}}\left[U_A I_A \cdot \sin\varphi_A + U_B I_B \cdot \sin\varphi_B + U_C I_C \cdot \sin\varphi_C\right] = \frac{Q}{\sqrt{3}}. \tag{2.84}$$

Звідки отримуємо:

$$Q = (P_{W1} + P_{W2}) \cdot \sqrt{3}. \tag{2.85}$$

Таким чином, щоб одержати сумарну реактивну потужність трифазного трипровідного кола, потрібно алгебраїчну суму показів ватметрів помножити на $\sqrt{3}$.

Одержаний висновок справедливий для випадків часткової асиметрії та повної симетрії при будь-якому виді з'єднання приймачів.

2.6.5 Похибки вимірювання потужності, які вносяться вимірювальними трансформаторами

При вмиканні ватметрів (а також і лічильників електричної енергії) через вимірювальні трансформатори виникає похибка (крім похибок, які вносяться ватметрами), що залежить від кута зсуву φ навантаження.

Ватметр, включений в однофазне коло через ВТС та ВТН з номінальними коефіцієнтами $K_{Iн}$ та $K_{Uн}$, вимірює потужність:

$$P_{вим} = U_2 \cdot K_{Uн} \cdot I_2 \cdot K_{Iн} \cdot \cos\varphi_2, \qquad (2.86)$$

де φ_2 – зсув фаз між U_2 та I_2.

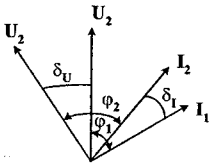


Рисунок 2.35

Струмова похибка ВТС I_1 $f_I = (I_2K_{Iн} - I_1)\cdot 100$, звідки $I_2K_{Iн} = I_1(f_I/100+1)$. Аналогічно для ВТН $U_2K_{Uн} = U_1(f_U/100+1)$.

Трансформатори мають кутові похибки δ_I та δ_U. На рис. 2.35 вони прийняті додатними. Зсув фаз між векторами вторинних величин $\varphi_2 = \varphi_1 + \delta_U - \delta_I$.

Підставляючи одержані вирази в (2.86), дістанемо:

$$P_{вим} = U_1\cdot(f_U/100 + 1)\cdot I_1\cdot(f_I/100 + 1)\cdot\cos(\varphi_1 + \delta_U - \delta_I). \qquad (2.87)$$

Відносна похибка, яка додається до загальної похибки вимірювання потужності через похибки трансформаторів,

$$\delta_T = \frac{P_{вим} - P_1}{P_1}\cdot 100\%. \qquad (2.88)$$

Підставивши в (2.88) вираз (2.87) для $P_{вим}$ та $P_1 = U_1\cdot I_1\cdot\cos\varphi_1$, після перетворень та спрощень одержимо:

$$\delta_T = f_U + f_I - (\delta_U - \delta_I)\cdot tg\varphi_1\cdot 100\%. \qquad (2.89)$$

У (2.89) значення δ_U та δ_I необхідно підставляти в радіанах. Але звичайно δ_U та δ_I для трансформаторів визначені в кутових хвилинах. Якщо значення δ_U та δ_I підставляють в (2.89) в хвилинах, то одержимо:

$$\delta_T\% = f_U + f_I - 0{,}0291\cdot(\delta_U - \delta_I)\cdot tg\varphi_1. \qquad (2.90)$$

Цю формулу можна застосовувати для оцінювання похибки, що вноситься трансформаторами при вимірюванні активної потужності за схемою трьох ватметрів в три- та чотирипровідних мережах, обчисливши її для кожної фази φ_1.

Аналогічним чином можна визначити похибку, яку вносять ВТС та ВТН до загальної похибки вимірювання потужності за схемою двох ватметрів в трифазному трипровідному колі. Позначимо через f_{I1} виражену у відсотках похибку ВТС, що увімкнено первинною обмоткою в лінійний провід А; f_{I2} – похибку ВТС, увімкненого в лінійний провід С; δ_{I1} та δ_{I2} – їхні кутові похибки; f_{U1} та δ_{U1} – похибки ВТН, увімкненого на напругу $U_{АВ}$; f_{U2} та δ_{U2} – похибки ВТН, увімкненого на напругу $U_{СВ}$. Похибка, яку вносять вимірювальні трансформатори в цьому випадку, визначається

$$\delta_T\% = ½(f_{I1}+f_{I2}+f_{U1}+f_{U2}) + 0{,}00842(\delta_{I1}-\delta_{U1}-\delta_{I2}+\delta_{U2}) +$$
$$+ 0{,}289\cdot tg\varphi\cdot(f_{I2}+f_{U2}-f_{I1}-f_{U1}) + 0{,}0145\cdot tg\varphi\cdot(\delta_{I1}-\delta_{U1}+\delta_{I2}-\delta_{U2}). \quad (2.91)$$

За цією формулою можна оцінити похибки, що вносяться трансформаторами при вимірюванні активної потужності методом двох ватметрів при вмиканні їх за двома схемами, що відповідають цьому методу.

Контрольні питання

1. **Метод одного ватметра в симетричному чотирипровідному колі.**
2. **Вимірювання активної потужності в симетричному трипровідному колі.**
3. **Метод трьох ватметрів при вимірюванні активної потужності в несиметричному чотирипровідному колі.**
4. **Метод трьох ватметрів при вимірюванні активної потужності в несиметричному трипровідному колі.**
5. **Метод двох ватметрів в трифазному трипровідному колі. Дві схеми включення ватметрів.**
6. **Конструктивні особливості трифазних ватметрів.**
7. **Вимірювання реактивної потужності трьома ватметрами.**
8. **Вимірювання реактивної потужності двома ватметрами.**
9. **Похибки вимірювання потужності, що вносяться вимірювальними трансформаторами.**

2.6.6 Вимірювання електричної енергії індукційними лічильниками

Індукційні лічильники застосовуються для вимірювання як активної, так і реактивної енергії. Реактивна енергія, як і реактивна потужність, у виробничих умовах вимірюється тільки в трифазних колах. Конструктивно лічильники активної та реактивної енергії нічим не відрізняються, однак вмикання обертальних елементів реактивних лічильників здійснюється за іншими схемами, ніж вмикання елементів лічильників активної енергії.

Індукційні вимірювальні механізми лічильників електричної енергії бувають двох типів: радіальні та тангенціальні. Однак принцип дії їх однаковий. Розглянемо будову та принцип дії індукційного механізму лічильника радіального типу (рис. 2.36).

Принцип дії засновано на взаємодії магнітних потоків, пропорційних струму і напрузі у навантажені, з вихровими струмами, що наводять дані потоки у алюмінієвому диску, який вільно обертається навколо своєї осі.

В вимірювальному механізмі (індукційному) є два електромагніти (рис. 2.36, а) з феромагнітними шихтованими осердями, на одному із яких (А) знаходиться обмотка W_U, а на другому (В) – W_I. Обмотка W_U

підключається до напруги U на навантаженні, через неї протікає струм I_U, а через обмотку W_I протікає струм навантаження I.

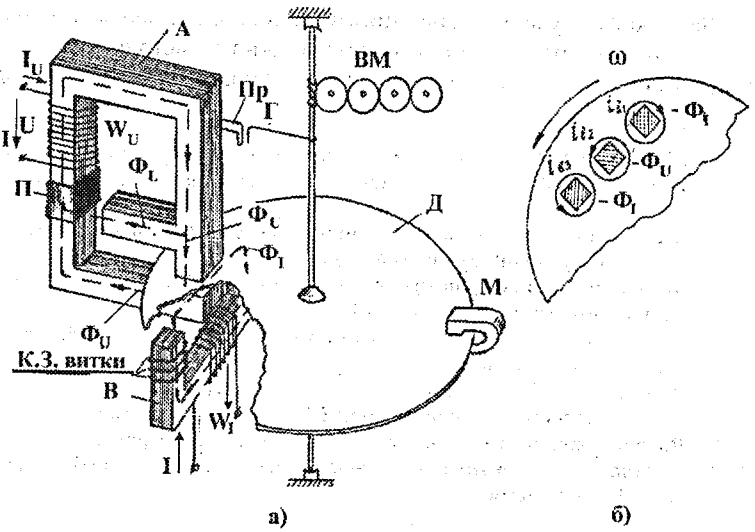


Рисунок 2.36

Між полюсами електромагніту А і над полюсами електромагніту В проходить закріплений на осі алюмінієвий диск Д. Диск проходить також між полюсами постійного магніту М. На осі є черв'ячна передача, за допомогою якої обертова вісь діє на відліковий механізм ВМ.

В електромагніті А струмом, що проходить в обмотці W_U, створюються два магнітні потоки: $Ф_U$ і $Ф_L$; в електромагніті В потік $Ф_I$ створюється струмом I в обмотці W_I. Потік $Ф_U$ перетинає диск один раз, потік $Ф_I$ – два рази, потік $Ф_L$ диск не перетинає і називається неробочим потоком.

На рис. 2.36, б показані сліди потоків $Ф_U$ та $Ф_I$, а також контури, в яких протікають вихрові струми, що виникають у дискові під дією перетинаючих диск змінних потоків $Ф_U$ та $Ф_I$. Як результат взаємодії кожного з потоків $Ф_U$, $Ф_I$ та $-Ф_I$ з вихровими струмами, викликаними потоком, що знаходиться поруч з кожним із них, виникає обертальний момент, під дією якого диск починає обертатись. Обертальний момент дорівнює:

$$M_{об} = C \cdot f \cdot Ф_U \cdot Ф_I \cdot \sin\Psi, \qquad (2.92)$$

де С – постійний коефіцієнт, f – частота змінного струму, Ψ – зсув фаз між потоками Φ_U та Φ_I.

При роботі на лінійних ділянках кривих намагнічування матеріалів осердь електромагнітів маємо:

$$\Phi_I = K_1 \cdot I;\ \Phi_U = K_2 \cdot I_U = K_2 \cdot U/Z_U,$$

де K_1, K_2 – постійні коефіцієнти; Z_U – повний опір обмотки напруги, який має практично індуктивний характер.

Можна взяти $Z_U \approx X_U = 2\pi f \cdot L_U$, де L_U – індуктивність обмотки напруги. Тоді $\Phi_U = K_2 \cdot U/2\pi f \cdot L_U = K_3 \cdot U/f$, де $K_3 = K_2/(2\pi \cdot L_U)$.

Підставивши вирази Φ_U та Φ_I в (2.92), одержимо:

$$M_{об} = K \cdot U \cdot I \cdot \sin\Psi, \qquad (2.93)$$

де $K = C \cdot K_1 \cdot K_3$.

Щоб обертальний момент був пропорційний потужності Р, потрібно, щоб $\sin\Psi = \cos\varphi$. Звернемося до векторної діаграми (рис. 2.37) лічильника.

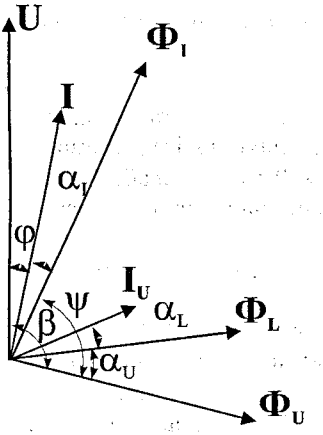


Рисунок 2.37

Потік Φ_I відстає від струму І на кут α_I внаслідок втрат на вихрові струми в диску. Потоки Φ_U та Φ_L відстають від струму I_U на кути α_U та α_L, але $\alpha_U > \alpha_L$, оскільки потік Φ_U перетинає диск і створює вихрові струми в ньому. Як було відмічено вище, потрібно, щоб $\sin\Psi = \cos\varphi$, або $\Psi+\varphi = 90°$. Кут $\beta = \Psi+\alpha_I+\varphi$, тобто кут β повинен бути > 90°. Для цього в механізмі лічильника і створюється неробочий потік Φ_L, а виконання рівності $\Psi+\varphi = 90°$ досягається зміною кута α_I. Кут α_I регулюється числом короткозамкнених витків на магнітопроводі В (грубе регулювання) та

плавною зміною струму в додатковій обмотці з регульованим опором, яка намотується також на цей магнітопровід (на рис. 2.36, а) додаткова обмотка не показана).

Крім того, на кут β впливає також і потік Φ_L, а також і кут α_L. Для регулювання кута α_L на шляху потоку Φ_L розміщається мідна пластина П (рис. 2.36, а), яка переміщається вздовж осердя електромагніту. При цьому відбувається зміна втрат в пластині і, таким чином, кута α_L. Переліченими прийомами добиваються, щоб $\Psi+\varphi = 90°$, тоді $\sin\Psi = \cos\varphi$.

В результаті можна записати:

$$M_{об} = K \cdot U \cdot I \cdot \cos\varphi = K \cdot P. \qquad (2.94)$$

Під дією цього моменту диск лічильника обертався б із зростаючою швидкістю, якби на нього не діяли інші моменти. Але диск проходить своїм краєм між полюсами постійного магніту М. В результаті взаємодії магнітного поля постійного магніту із струмами, які з'явились в диску при його переміщенні між полюсами магніту, виникає гальмівний момент, значення якого пропорційне кутовій швидкості диска $\omega = d\alpha/dt$.

$$M_г = C_1 \cdot \omega = C_1 \cdot \frac{d\alpha}{dt}. \qquad (2.95)$$

При рівності обертального та гальмівного моментів диск буде обертатись з рівномірною швидкістю, і матимемо

$$K \cdot P = C_1 \cdot d\alpha/dt \text{ або } K \cdot P \cdot dt = C_1 \cdot d\alpha.$$

Проінтегрувавши останню рівність, одержимо:

$$\int_{t_1}^{t_2} K \cdot P \cdot dt = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} C_1 \cdot d\alpha \text{ або } K \cdot W = C_1 \cdot \alpha, \text{ або } W = (C_1/K) \cdot \alpha. \qquad (2.96)$$

Із (2.96) видно, що активна енергія, яка вимірюється лічильником за час від t_1 до t_2 в навантаженні, пропорційна куту повороту диска α. Якщо розділити кут α на 2π, отримаємо кількість обертів диска N: $N = \alpha/2\pi$, звідки $\alpha = N \cdot 2\pi$. Підставивши $\alpha = 2\pi \cdot N$ в (2.96), одержимо $W = (C_1/K) \cdot 2\pi \cdot N$ або

$$W = C \cdot N, \qquad (2.97)$$

де $C = (C_1 \cdot 2\pi)/K$ називається **постійною лічильника**. $C = W/N$ та показує, яка енергія проходить через лічильник за один оберт диска.

Величина, обернена постійній лічильника, показує, скільки обертів диск лічильника робить при проходженні через нього одиниці енергії (наприклад, 1 кВт·год), і називається **передаточним числом** лічильника. Номінальне передаточне число вказується на щитку лічильника.

Розрізнюють номінальну і дійсну постійні лічильника.

Номінальна постійна лічильника характеризує яку номінальну кількість обертів $N_н$ здійснить алюмінієвий диск при споживані потужності 1 кВт за 1 годину

$$C_н = \frac{1\text{кВт}\cdot\text{год}}{N_н} = \frac{1000\,\text{Вт}\cdot 3600}{N_н}, \qquad (2.98)$$

де $N_н$ – паспортні дані лічильника.

Дійсна постійна лічильника визначається експериментально

$$C_д = \frac{P_в \cdot t_в}{N_в}, \qquad (2.99)$$

де $P_в$ – виміряне ватметром значення потужності; $t_в$ – виміряне хронометром (секундоміром) значення часу; $N_в$ – виміряне тахометром значення кількості обертів.

За дійсне значення беремо номінальну постійну лічильника, а за виміряне $C_д$. Тоді абсолютна похибка визначається як різниця

$$\Delta = C_д - C_н,$$

а відносна

$$\delta = \frac{\Delta}{C_н}\cdot 100\% = \frac{C_д - C_н}{C_н}\cdot 100\%. \qquad (2.100)$$

Ми розглядали роботу механізму лічильника у припущенні, що крім обертального та гальмівного моментів ніякі інші моменти на рухому частину механізму не діють. Насправді в опорах, лічильному механізмі має місце тертя. Для компенсації моменту тертя створюється додатковий (компенсаційний) обертальний момент. Але при незмінній напрузі компенсаційний момент є величиною постійною, а момент тертя залежить від швидкості диска. Компенсація звичайно здійснюється при струмі навантаження, рівному 10 % від номінального.

Компенсаційний момент може бути більшим від моменту тертя і тоді, навіть при відключеному навантаженні, диск може обертатися. Це явище називається **самоходом лічильника.** Усувається самохід за допомогою гачка Г, який закріплюється на осі, та прапорця Пр пластини, яка використовується для створення компенсаційного моменту (див. рис. 2.36, а).

До характеристик лічильника відноситься **поріг чутливості,** під яким розуміють найменше значення струму у процентах від $I_{ном}$, при якому починається безперервне обертання диска.

Клас точності лічильника дорівнює максимально припустимій відносній похибці (у відсотках) при номінальних значеннях струму та коефіцієнта потужності.

Наприклад, для лічильника класу точності 1,0 при струмі, який складає 5 – 10 % від номінального та cosφ = 1, межа припустимої похибки дорівнює ±2,0 %; для лічильника класу 2,5 при струмі 10 - 20 % від номінального та cosφ = 1 межа припустимої похибки дорівнює ±3,5 %.

Значення порогу чутливості S залежно від класу точності індукційних лічильників наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Залежність порогу чутливості від класу точності

Клас точності	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
Поріг чутливості S, %	0,3	0,4	0,5		1,0	

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте сутність фізичного ефекту, який покладено в основу роботи індукційного вимірювального механізму.**
2. **Наведіть структурну схему індукційного лічильника і поясніть призначення його основних складових частин.**
3. **За виконання якої умови магнітні потоки будуть пропорційні струму і напрузі на навантаженні?**
4. **Якій фізичній величині пропорційний обертальний момент?**
5. **Якій фізичній величині пропорційний гальмівний момент?**
6. **Для чого інтегрують рівність обертального і гальмівного моментів?**
7. **Як визначається постійна лічильника? Що вона характеризує?**
8. **Що характеризує передаточне число лічильника?**
9. **Як визначити номінальну постійну лічильника?**
10. **Як визначити дійсну постійну лічильника?**
11. **Як оцінити абсолютну і відносну похибки лічильника?**
12. **В чому суть явища "самохід" лічильника електричної енергії і як воно усувається?**
13. **Яка похибка нормується для індукційних лічильників?**
14. **Під час повірки індукційного лічильника з номінальною кількістю обертів 3600 отримано такі покази засобів вимірювань: ватметр – 990 Вт, секундомір – 3580 с, тахометр – 3580 об/хв. Навести структурну схему індукційного лічильника і оцінити абсолютну та відносну похибки.**
15. **В індукційному лічильнику електричної енергії номінальна кількість обертів $N_н$ = 3600, а дійсна постійна лічильника $C_д$ = 995. Навести структурну схему індукційного лічильника і визначити постійну номінальну лічильника, передаточне число та оцінити абсолютну і відносну похибки.**

Розділ 3 ЕЛЕКТРОННІ АНАЛОГОВІ ПРИЛАДИ

В електронних аналогових приладах вхідна (вимірювана) величина перетворюється у вихідну аналоговими електронними перетворювачами, достатню для надійної роботи електромеханічного вимірювального перетворювача.

Електронні прилади застосовуються для вимірювання практично всіх електричних величин: напруги, струму, частоти, зсувів фаз, потужності, енергії, параметрів електричних кіл та ін.

Основними перевагами електронних приладів є великий вхідний опір та широкий частотний діапазон. Великий вхідний опір обумовлює малу споживану від об'єкта вимірювання потужність, що не порушує режиму його роботи. Крім того, багато електронних приладів мають більш високу чутливість (і поріг чутливості) порівняно з електромеханічними приладами. Наприклад, вольтметри для вимірювання постійної напруги, в яких використовується перетворення постійної напруги у змінну, мають нижній поріг чутливості в декілька мікровольт.

При виконанні науково-дослідних робіт та в промислових умовах широке застосування знаходять такі електронні прилади, як електронно-променеві осцилографи, які дозволяють спостерігати форму сигналу та вимірювати його параметри.

Поряд із приладами промисловістю випускаються різні вимірювальні перетворювачі електричних величин з аналоговим уніфікованим вихідним сигналом (у вигляді напруги постійного струму 0 - 10 В або у вигляді постійного струму 0 - 5 мА). Ці перетворювачі використовуються для побудови різних пристроїв автоматики та інформаційно-вимірювальних систем.

3.1 Електронні вольтметри

3.1.1 Електронні вольтметри постійних напруг

В електронних вольтметрах вимірювана напруга (постійна чи змінна) перетворюється в постійний струм і вимірюється магнітоелектричним вимірювальним механізмом із шкалою, яка відградуйована в одиницях напруги.

Застосування магнітоелектричного вимірювального механізму зумовлено його високою чутливістю та рівномірністю шкали. Електронні вольтметри охоплюють широкий діапазон вимірюваних напруг від десятків нановольт на постійному струмі до десятків кіловольт); мають вхідний опір, як правило, не нижчий 1 мегаом, можуть працювати в широкому діапазоні частот – від постійного струму до частот порядку сотень мегагерц. Але не потрібно думати, що такі переваги має один якийсь

універсальний прилад. Різновидів вольтметрів дуже багато і кожен із них має ті чи інші переваги та недоліки.

Крім того, не потрібно думати, що аналогові електронні вольтметри мають високі класи точності. На електронні вольтметри встановлені класи точності від 0,1 до 25. Для вольтметрів постійного струму та змінного струму неширокого діапазону частот – звичайні класи точності 2,5; 4,0, а на підвищених частотах – 6, 10, 15.

Електронні вольтметри поділяються на вольтметри постійного струму та змінного струму. Найбільш прості вольтметри постійного струму виконуються за структурною схемою, поданою на рис. 3.1.

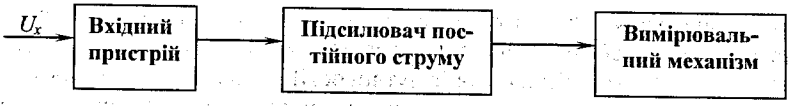


Рисунок 3.1

Вхідний пристрій, призначений для формування високого вхідного опору. Підсилювач постійного струму послаблює або підсилює напругу до значень, необхідних для надійної роботи вимірювального механізму. Одночасно підсилювач забезпечує узгодження високого опору вхідного пристрою з низьким опором вимірювального механізму. Вхідний опір електронного вольтметра складає декілька десятків мегаом. Діапазон вимірюваних напруг постійного струму – від десятків мілівольт до декількох кіловольт. Суттєвим недоліком є наявність "дрейфу" нуля у підсилювача постійного струму.

Високочутливі вольтметри для вимірювання особливо малих напруг виконуються за структурною схемою, що наведена на рис. 3.2.



Рисунок 3.2

Модулятор перетворює постійну напругу в змінну, яка підсилюється підсилювачем змінного струму і демодулятором знову перетворюється в постійну. Така схема дозволяє одержати вольтметри з більш високими метрологічними характеристиками, оскільки у підсилювача змінного струму відсутній дрейф нуля. Робочий діапазон таких мікровольтметрів постійного струму – 10^{-8}-1 В. Дана схема ще має назву – вольтметр з конвертуванням напруги або модулятор-демодулятор (МДМ).

Крім указаних типів вольтметрів постійного струму існують ще вольтметри з фотогальванометричними підсилювачами (ФГП). ФГП являють собою поєднання магнітоелектричного гальванометра з фотоперетворювачами та підсилювачами постійного струму (з від'ємним зворотним зв'язком за струмом). Вольтметри цього типу мають найвищу чутливість. Наприклад, нановольтметр Р341 має нижню межу вимірювання 500 нВ ($0{,}5–10^{-8}$ В), $\gamma = 1 \div 2{,}5\%$, $R_{вх} = 50$ кОм.

3.1.2 Електронні вольтметри змінних напруг

Змінні напруги – це складні функції часу, які характеризуються піковим, середнім квадратичним і середнім випрямленим значеннями.

Пікове (амплітудне) значення напруги – найбільша миттєва напруга за період вимірювання. Пікова напруга може бути різною при позитивній і негативній полярності.

Середнє квадратичне (ефективне) значення напруги – це середнє квадратичне з усіх миттєвих значень напруги за час вимірювання T:

$$U = \frac{1}{T}\sqrt{\int_0^T u^2(t)\,dt}\,. \qquad (3.1)$$

Середнє випрямлене значення напруги – це середнє арифметичне з абсолютних миттєвих значень за час вимірювання T:

$$U_{ср} = \frac{1}{T}\int_0^T |u(t)|\,dt\,. \qquad (3.2)$$

Електронні вольтметри змінного струму виконуються за двома структурними схемами (рис. 3.3, а та 3.3, б).



Рисунок 3.3

В першій схемі вимірювана змінна напруга спочатку перетворюється детектором у постійну, потім підсилюється підсилювачем постійного струму (ППС). У другій схемі підсилення проводиться на змінному струмі.

Кожна з цих схем має свої переваги та недоліки. За першою схемою вольтметри мають дуже широкий частотний діапазон (10 Гц - 1000 МГц), але не можуть вимірювати малі напруги (менші десятків мілівольт), оскільки детектор не може випрямити малі напруги з високою точністю. Другий недолік – дрейф нуля ППС, що є джерелом випадкової похибки.

За другою схемою виконуються вольтметри з нижньою межею вимірювання в одиниці мікровольт. Однак у них вужчий частотний діапазон, оскільки підсилювач змінного струму не може підсилювати напруги в широкому діапазоні частот.

Детектори в електронних вольтметрах змінного струму можуть на виході формувати значення, пропорційні амплітудному, середньому або середньому квадратичному (діючому) значенню вхідної напруги. Відповідно до цього вони мають і назви.

Детектори середнього (або середнього випрямленого) значення являють собою випрямлячі на діодах, такі самі, як у випрямних електромеханічних приладах.

Відповідно до того, який детектор застосовується, вольтметри мають такі ж назви: вольтметри амплітудного, середнього та середнього квадратичного значення.

Одним із найважливіших вузлів, які визначають основні метрологічні характеристики вольтметра, є підсилювач (або постійного, або змінного струму). Як уже відмічалось, основним недоліком ППС є дрейф нуля.

Від підсилювачів змінного струму потрібен високий та стабільний коефіцієнт підсилення, малі нелінійні спотворення, нечутливість до зовнішніх факторів. Для цього в підсилювачі (як правило, багатокаскадні) вводиться зворотний зв'язок.

Вольтметри амплітудного та середнього значення мають похибки, які залежать від форми кривої вимірюваної напруги. Вольтметри середнього значення найчастіше градуюються в середніх квадратичних (діючих) значеннях напруги синусоїдної форми. Для визначення діючих значень напруг, форма яких відрізняється від синусоїди, потрібно знати коефіцієнт форми кривої. Якщо це не враховувати, то при вимірюваннях можуть виникати великі похибки.

3.1.3 Амплітудний (піковий) вольтметр

Покази амплітудного вольтметра прямо пропорційні амплітудному значенню змінної напруги незалежно від форми кривої напруги. Такої властивості не має жодна із систем електромеханічних приладів.

Амплітудні вольтметри виконуються за схемою детектор-підсилювач і тому мають найширший частотний діапазон (від десятків герц до одиниць гігагерц).

Амплітудні детектори мають діод та конденсатор, який заряджається до амплітудного значення напруги, що пропорційна вхідній. На виході детектора повинно бути навантаження з дуже великим опором (50-100 МОм), тому амплітудні вольтметри виконують за першою схемою детектор-підсилювач, оскільки підсилювач постійного струму має великий вхідний опір. Розрізняють детектори з відкритим та закритим входами (рис. 3.4, а та 3.4, б).

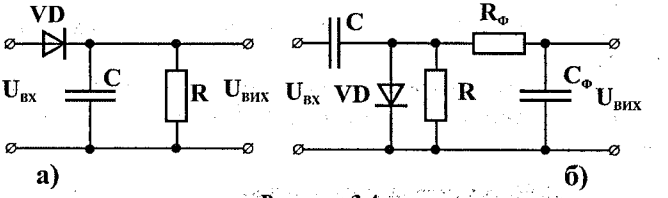


Рисунок 3.4

В детекторах із відкритим входом постійна складова вимірюваної напруги проходить через діод на вихід детектора, а в детекторах із закритим входом – не проходить.

Структурна схема амплітудного вольтметра із закритим входом наведена на рис. 3.5.

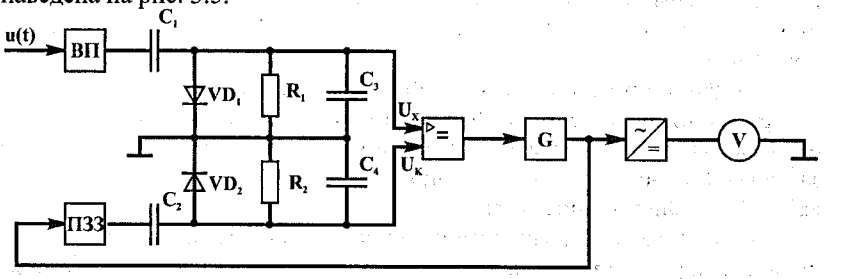


Рисунок 3.5

Вимірювана напруга u(t) подається через вхідний пристрій ВП на вхід пікового детектора із закритим входом VD1, C1. На ідентичний піковий детектор VD2, C2 подається компенсувальна напруга з частотою, близькою до 100 кГц, сформована у колі зворотного зв'язку генератором-модулятором. Постійні напруги, що дорівнюють амплітудним зна-

ченням вимірюваної U_x і компенсувальної U_k напруг, порівнюються на резисторах R1, R2. Різницева напруга $U_x - U_k$ фільтрується конденсаторами С3 і С4 та подається на підсилювач постійного струму А1 із високим коефіцієнтом підсилення.

Якщо напруга на виході А1 має позитивну полярність $U_x - U_k > 0$, що свідчить про перевищення вимірюваної напруги U_x над компенсувальною U_k або відсутність останньої, то запускається раніше закритий генератор-модулятор G, і компенсувальна напруга надходить через подільник зворотного зв'язку ППЗ на детектор VD2, С2 і паралельно на перетворювач змінної напруги у постійну U1, яка вимірюється магнітоелектричним вольтметром V.

Перевищення U_k над U_x призводить до закривання генератора-модулятора G.

За подібною схемою працюють амплітудні вольтметри В3-36, В3-43. Основна похибка на частотах до 30 МГц складає 4...6 %, а на частотах до 1 ГГц – 25 %.

3.1.4 Вольтметр середніх квадратичних значень

Вимірювання середніх квадратичних значень (СКЗ) змінних напруг потребує перетворювача змінної напруги в постійну, що має квадратичну характеристику. Якщо цю постійну напругу подати на магнітоелектричний вольтметр, то покази останнього будуть пропорційні квадрату СКЗ. Тому під час градуювання шкали необхідно виконати операцію добування кореня. Але в даному випадку шкала вольтметра буде нерівномірною.

Підкреслимо одну важливу обставину: градуювання вольтметра з квадратичним детектором у СКЗ не залежить від форми напруги, за допомогою якої здійснювалось градуювання. Саме тому вольтметри СКЗ забезпечують найвищу точність при вимірюванні СКЗ змінних напруг, які мають велику кількість гармонік.

В детекторах середньоквадратичного значення використовуються діоди з квадратичною ділянкою вольт-амперної характеристики або термоперетворювачі.

Термоелектричні прилади

Термоелектричні прилади являють собою поєднання термоелектричного перетворювача та магнітоелектричного вимірювального механізму. Термоелектричний перетворювач перетворює вимірюваний змінний струм i в постійну е.р.с. Е, яка діє на вимірювальний механізм ВМ (рис. 3.6).

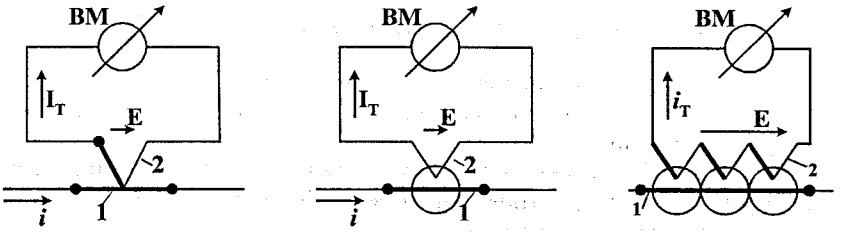


Рисунок 3.6

Термоперетворювач являє собою нагрівач 1 та термопару 2. Термопара може мати безпосередній електричний контакт з нагрівачем (рис. 3.6, а) і може мати тільки тепловий контакт з нагрівачем через електроізолювальний матеріал (рис. 3.6, б та в), який має високу теплопровідність.

Контактні перетворювачі мають меншу інерційність, ніж безконтактні, але вони допускають великий витік струмів високої частоти і застосовуються на частотах не вище 5-10 МГц.

Безконтактні перетворювачі можуть використовуватись на частотах до сотень мегагерц. Крім того, безконтактні термоперетворювачі можна з'єднувати в батареї (рис. 3.6, в), що дозволяє підвищити чутливість приладу.

Струм через вимірювальний механізм прямо пропорційний е.р.с. термопари $I_T = E/R_н$, де $R_н$ – опір кола термопари. Відхилення α рухомої частини механізму пропорційне цьому струму: $\alpha = S_I \cdot I_T$. Е.р.с. термопари пропорційна різниці температур гарячого спаю термопари та її холодних кінців ΔT: $E = K \cdot \Delta T$, де K – коефіцієнт пропорційності. Температура холодних кінців відповідає температурі навколишнього середовища.

Різниця температур ΔT пропорційна потужності, яка виділяється вимірюваним струмом ***i*** в нагрівачі термопари, тобто квадрату діючого значення вимірюваного струму: $\Delta T = K_T \cdot I^2$, де K_T – коефіцієнт, який визначається характеристиками термоперетворювача. Таким чином, струм через вимірювальний механізм

$$I_T = E/R_н = K \cdot \Delta T/R_н = K \cdot K_T \cdot I^2/R_н.$$

Рівняння перетворення термоперетворювача має вигляд

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W_{пт}} \cdot I_T = \frac{\Psi_0 \cdot K \cdot K_T}{W_{пт} \cdot R_н} \cdot I^2 = m \cdot I^2$$

при постійному коефіцієнті m, який дорівнює $\frac{\Psi_0 \cdot K \cdot K_T}{W_{пт} \cdot R_н}$, пропорційне квадрату діючого значення вимірюваного струму (незалежно від форми кривої струму), тобто статична характеристика термоелектричного приладу є квадратичною.

На рис. 3.7 подано структурну схему вольтметра СКЗ змінних напруг у діапазоні від десятків герц до десятків мегамерц, яка реалізована за схемою підсилювач-детектор.

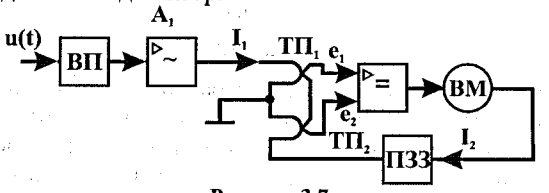


Рисунок 3.7

У цьому вольтметрі діючих значень із рівномірною шкалою використовується два квадратичних термоперетворювачі ТП1 і ТП2, один з яких ввімкнено в коло негативного зворотного зв'язку.

Як такі перетворювачі використовуються термоперетворювачі, для яких термо-е.р.с. відповідно дорівнюють:

$$e_1 = k_1 I_1^2 \quad \text{і} \quad e_2 = k_2 I_2^2, \tag{3.3}$$

де I_1, I_2 – струми, що проходять через нагрівачі термопар; k_1, k_2 – коефіцієнти, що залежать від властивостей термоперетворювачів.

Вихідний струм I_1 широкосмугового підсилювача A_1 змінного струму пропорційний вимірюваній напрузі, тобто

$$I_1 = K_п U_x, \tag{3.4}$$

тому

$$e_1 = k_1 I_1^2 = k_1 K_п^2 U_x^2. \tag{3.5}$$

При великому коефіцієнті підсилення A_1 його вихідний сигнал

$$\Delta e = e_1 - e_2 \approx 0. \tag{3.6}$$

Як наслідок

$$k_1 K_п^2 U_x^2 = k_2 I_2^2, \tag{3.7}$$

і відхилення кута повороту рухомої частини магнітоелектричного вимірювального механізму ВМ

$$\alpha = S_V I_2 = S_V K_П \sqrt{k_1 / k_2}\, U_x = K_V U_x, \tag{3.8}$$

де $K_V = S_V K_П \sqrt{k_1 / k_2}$ - постійна вольтметра.

В зв'язку з тим, що K_V = const, такі вольтметри мають лінійну статичну характеристику і рівномірну шкалу.

Як приклад можна навести мілівольтметри змінного струму В3-43, В3-40, В3-41.

Основними перевагами вольтметрів діючих значень з термоелектричними перетворювачами є можливість вимірювання струмів та напруг високих частот, мала залежність їх показів від форми кривої. До недоліків відносяться невисока чутливість та точність (класи точності 1,0 - 4,0), мала перевантажувальна здатність, значне споживання енергії.

3.1.5 Вольтметри середніх значень

Вольтметри середніх випрямлених значень являють собою поєднання випрямляча з магнітоелектричним вимірювальним механізмом. У сучасних приладах у випрямлячах використовуються напівпровідникові діоди. Найбільше застосовувані кремнієві діоди, які мають малу власну ємність і можуть працювати в діапазоні практично від 0 Гц і до 10^5 Гц.

Випрямлячі, які використовуються у випрямних приладах, бувають однопівперіодні та двопівперіодні.

Схема приладу з однопівперіодним випрямленням змінного струму наведена на рис. 3.8, а, а на рис. 3.8, б зображено форму струму, що протікає через вимірювальний механізм.

На рис. 3.8, а суцільними стрілками показаний шлях протікання струму за один із півперіодів змінного струму. На рис. 3.8, б цьому відповідає струм на інтервалі від 0 до T/2 або від T до 3/2T і т. д., де T – період змінного струму (або напруги). Протягом другого півперіоду струм протікає шляхом, указаним штриховими стрілками. При цьому припускаємо, що діоди VD1 та VD2 мають характеристики ідеальних вентилів, тобто опір відкритого діода (в провідному напрямі) дорівнює нулю, а закритого – нескінченності. Опір $R = R_м$, де $R_м$ – опір вимірювального механізму ВМ.

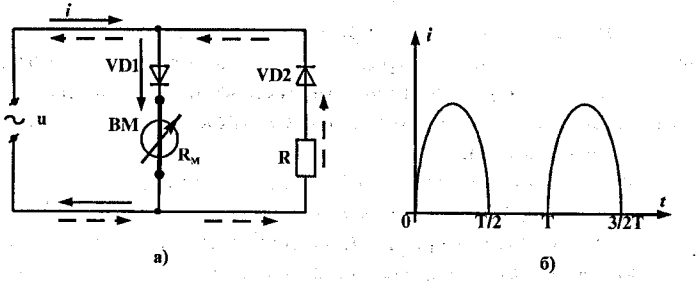


Рисунок 3.8

При використанні двопівперіодного випрямляча (рис. 3.9, а) струм через рамку вимірювального механізму проходить протягом обох півперіодів (рис. 3.9, б); в додатному півперіоді струм на рис. 3.9, а протікає шляхом, позначеним суцільними стрілками, а в від'ємному півперіоді – штриховими стрілками, але через вимірювальний механізм ВМ струм в обидва півперіоди йде в одному напрямі.

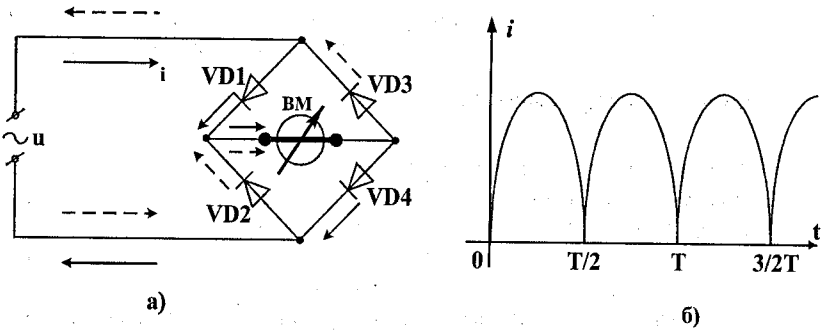


Рисунок 3.9

Внаслідок інерційних властивостей вимірювального механізму положення рухомої частини механізму (і вказівника) визначається середнім за період значенням обертального моменту $M_{об.ср.}$, який, в свою чергу, пропорційний середньому значенню струму $I_{ср.}$, що протікає через рамку:

$$M_{об.ср.} = \frac{1}{T}\int_0^t M_{об}(t)\cdot dt = \frac{1}{T}\int_0^t \Psi_0 i(t)\cdot dt = \Psi_0 \frac{1}{T}\int_0^t i(t)\cdot dt = \Psi_0 \cdot I_{ср}, \quad (3.9)$$

де $M_{об}(t)$ – миттєве значення обертального моменту.

Рівняння перетворення приладу має вигляд:

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W_{пт}} \cdot I_{ср}. \quad (3.10)$$

Для синусоїдної форми вимірюваних електричних величин шкала вольтметрів середніх значень градуюються, як правило, у діючих значеннях. Для визначення діючих значень несинусоїдних кривих струму за показами приладу потрібно робити перерахунок показів з урахуванням коефіцієнта форми кривої.

Весь попередній розгляд роботи вольтметрів був оснований на тому, що характеристики діодів вважались ідеальними. При використанні реальних діодів необхідно враховувати нелінійність вольт-амперної характеристики діода (особливо на початковій її ділянці), розкид опорів

діодів як у прямому, так і у зворотному напрямах, частотну залежність опорів діодів та інші фактори. Тому вимірювальні кола реальних вольтметрів складніші від розглянутих тут.

Для розширення меж вимірювання за струмом використовуються, як і в звичайних магнітоелектричних приладах, шунти (рис. 3.10, а), а за напругою – додаткові опори $R_д$ (рис. 3.10, б) та подільники напруги.

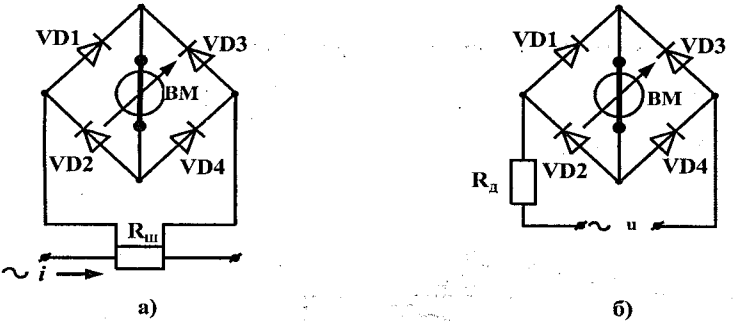


Рисунок 3.10

До переваг цих приладів відносяться висока чутливість, компактність, доволі широкий частотний діапазон. Часто вони виробляються комбінованими. До недоліків відносяться: мала точність (1,5; 2,5; 4,0), залежність показів від форми кривої.

Контрольні питання

1. **Аналогові засоби вимірювання – поняття, галузь застосування, переваги.**
2. **Структурна схема і аналіз основних складових електронних вольтметрів.**
3. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії електронного вольтметра з конвертуванням напруги.**
4. **Дайте поняття значень, якими характеризуються змінні напруги.**
5. **Наведіть дві структурні схеми електронних вольтметрів змінних напруг і дайте їхню порівняльну характеристику.**
6. **За якою класифікаційною ознакою електронні вольтметри змінних напруг поділяють на три види?**
7. **Поясніть принцип дії пікових детекторів.**
8. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії амплітудного вольтметра.**
9. **Наведіть структурні схеми і виведіть рівняння перетворення для термоелектричних перетворювачів.**
10. **Наведіть структурну схему і виведіть рівняння перетворення вольтметра діючих значень.**
11. **Наведіть структурні схеми і поясніть принцип дії вольтметрів середніх значень з однопівперіодним і двопівперіодним випрямлячами.**

3.2 Електронні частотоміри

В основу побудови електронних частотомірів покладені такі методи вимірювання:

- заряду і розряду конденсатора;
- резонансний метод;
- дискретної лічби.

3.2.1 Суть методу заряду і розряду конденсатора

Даний метод грунтується на вимірюванні середнього струму розряду зразкового конденсатора, який перемикається із заряду на розряд з вимірюваною частотою f_x.

Структурна схема, яка пояснює сутність методу, наведена на рис. 3.11, а часові діаграми – на рис. 3.12.

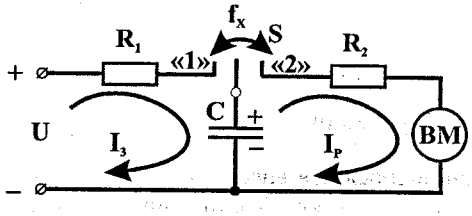


Рисунок 3.11

Основними елементами наведеної схеми є: R1, R2 – струмообмежувальні резистори; С – зразковий конденсатор; S – перемикач; ВМ – вимірювальний механізм магнітоелектричної системи; $I_з$ – струм заряду конденсатора; $I_р$ – струм розряду конденсатора.

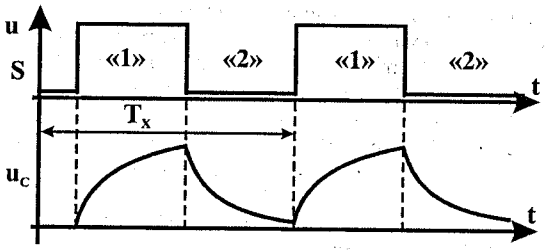


Рисунок 3.12

В положенні "1" перемикача S конденсатор С заряджається. Струм заряду проходить такий шлях:

$$+U \rightarrow R1 \rightarrow S(1) \rightarrow C \rightarrow -U.$$

В положенні "2" перемикача S конденсатор С розряджається. Струм розряду проходить такий шлях:

$$+C \rightarrow S(2) \rightarrow R2 \rightarrow BM \rightarrow -C.$$

Таким чином, за один період T_x через ВМ проходить заряд

$$q = CU,$$

а середнє значення струму в колі пропорційне вимірюваній частоті:

$$I_{ср} = \frac{q}{T_x} = q f_x = CU \cdot f_x, \qquad (3.11)$$

тому даний метод покладено в основу будови конденсаторного частотоміра.

3.2.2 Електронний конденсаторний частотомір

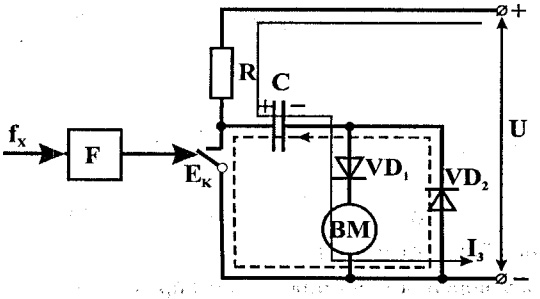


Рисунок 3.13

Принцип дії конденсаторного частотоміра пояснюється структурною схемою (рис. 3.13) і часовими діаграмами (рис. 3.14). Напруга вимірюваної частоти f_x (рис. 3.14) подається на вхід формувача F, вихідними прямокутними імпульсами якого керується схема електронного ключа ЕК.

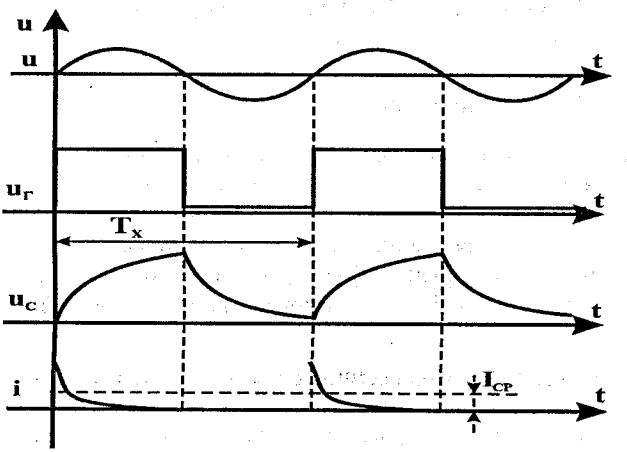


Рисунок 3.14

Припустимо, що при позитивних імпульсах ЕК розімкнено, а при негативних – замкнено.

При розімкненому стані ключа ЕК протягом позитивної половини періоду T_x конденсатор С через резистор R зарядиться до значення напруги U. Струм заряду $I_з$ проходить такий шлях:

$$+U \rightarrow R \rightarrow EK \rightarrow C \rightarrow VD1 \rightarrow BM \rightarrow -U.$$

При замиканні ЕК (протягом негативної половини періоду T_x) конденсатор С розрядиться через замкнений ЕК і діод VD2. Струм розряду $I_р$ проходить такий шлях:

$$+C \rightarrow EK \rightarrow VD2 \rightarrow -C.$$

Отже, за один період вимірюваної частоти через рамку вимірювального механізму магнітоелектричної системи протікає струм, середнє значення якого становить

$$I_{ср} = \frac{q}{T_X} = q f_X = C U \cdot f_X. \qquad (3.12)$$

Остаточне рівняння перетворення конденсаторного частотоміра матиме вигляд:

$$\alpha = S_{ВП} I_{ср} = S_{Вп} C U \cdot f_X = K_ч f_X, \qquad (3.13)$$

де $K_ч = S_{ВП} C U = const$ – постійна частотоміра.

Отримане рівняння перетворення – лінійне. Воно справедливе за умови, що конденсатор С встигає повністю зарядитися до значення U і повністю розрядитися до нуля.

Електронні частотоміри використовують для вимірювання частоти періодичного сигналу у діапазоні від десятків герц до сотень кілогерц, зведена похибка при цьому не перевищує 2,5 %.

3.3 Електронні фазометри

Залежно від способу перетворення різниці фаз в проміжну фізичну величину в основу побудови електронних фазометрів покладено такі методи:

- перетворення різниці фаз в часовий інтервал;
- вимірювання різниці фаз за допомогою осцилографа;
- вимірювання різниці фаз методом дискретної лічби.

3.3.1 Електронний фазометр часового перетворення

Суть часового перетворення полягає в перетворенні двох синусоїдних напруг у часовий інтервал, що формується у моменти переходу цих напруг через рівні нуля з похідними однакового знаку.

Структурна схема і часові діаграми роботи електронного фазометра наведено на рис.3.15 і рис.3.16, відповідно.

Напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$, різницю фаз φ_x між якими необхідно виміряти, надходять на входи формувачів F_1 і F_2. В моменти переходу синусоїдних напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через рівні нуля на виходах формувачів формуються короткі прямокутні імпульси, які надходять на S і R-входи тригера Т. За допомогою SR-тригера Т в кожному періоді T_x синусоїдних напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ формується часовий інтервал τ_x, пропорційний різниці фаз φ_x.

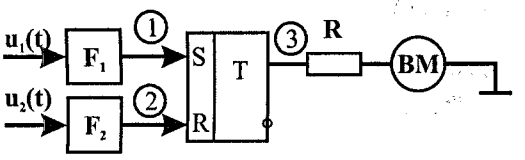


Рисунок 3.15

Якщо цю послідовність імпульсів τ_x подати на магнітоелектричний вимірювальний перетворювач ВМ, то його покази будуть відповідати середньому значенню струму:

$$I_{cp} = \frac{I_m \tau_x}{T_x} = I_m \tau_x f_x, \qquad (3.14)$$

де $\tau_x = t_2 - t_1$, I_m - струм, максимальне значення якого задається за допомогою струмообмежувального резистора R.

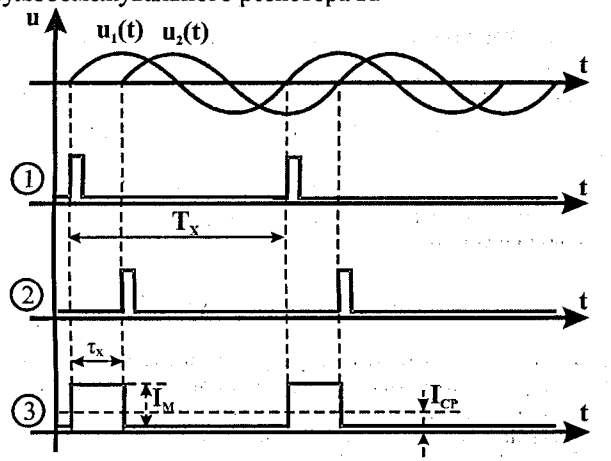


Рисунок 3.16

Для отримання рівняння перетворення для даного фазометра знайдемо залежність між різницею фаз φ_x і часовим інтервалом τ_x:

$$\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega \cdot (t_2 - t_1) = \omega \cdot \tau_x = 2\pi f_x \cdot \tau_x, \quad (3.15)$$

звідки

$$\tau_x = \frac{\varphi_x}{2\pi f_x}.$$

Підставимо (3.15) в (3.13) і отримаємо:

$$I_{ср} = I_m \frac{\varphi_x}{2\pi f_x} f_x = \frac{I_m}{2\pi} \cdot \varphi_x. \quad (3.16)$$

Оскільки даний середній струм вимірюється магнітоелектричним перетворювачем, то остаточне рівняння перетворення електронного фазометра матиме такий вигляд:

$$\alpha = S_{вп} I_{ср} = \frac{S_{вп} I_m}{2\pi} \cdot \varphi_x. \quad (3.17)$$

Якщо подати (3.17) у вигляді

$$\alpha = k_ф \cdot \varphi_x, \quad (3.18)$$

і врахувати те, що

$$k_ф = \frac{S_{вп} I_m}{2\pi} = \text{const},$$

то з (3.18) очевидна лінійність статичної характеристики цього фазометра.

Шкалу магнітоелектричного амперметра градуюють в градусах або в значеннях cos φ.

Оскільки середній струм є результатом усереднення струму в кожному періоді T_x за час вимірювання, то такі фазометри називають фазометрами середніх значень.

Суттєвою перевагою електронних фазометрів, порівняно з електромеханічними, є інваріантність показів до частоти f_x.

Контрольні питання і завдання

1. **Які основні методи покладено в основу будови електронних частотомірів?**
2. **Розкрийте суть методу заряду-розряду конденсатора.**
3. **Наведіть структурну схему, часові діаграми роботи і виведіть рівняння перетворення конденсаторного частотоміра.**
4. **За допомогою конденсаторного частотоміра здійснено вимірювання частоти f_x = 50 Гц. Частотомір заживлено напругою 10 В, а ємність зразкового конденсатора С = 100 мкФ. Чутливість магнітоелектричного вимірювального механізму $S_{вп} = 10^2$. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи частотоміра, виведіть рівняння перетворення і**

визначіть на який кут відхилиться рухома частина вимірювального механізму.

5. **Які основні методи покладено в основу побудови електронних фазометрів?**
6. **Розкрийте суть методу перетворення різниці фаз в часовий інтервал.**
7. **Наведіть структурну схему, часові діаграми роботи і виведіть рівняння перетворення електронного фазометра часоімпульсного перетворення.**
8. **Електронним фазометром здійснено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг однакової частоти. При максимальному струмі $I_м = 72$ мА магнітоелектричного вимірювального перетворювача з чутливістю $S_{ВП} = 10^3$ його рухома частина віхилилась на кут $\alpha = 10°$. Наведіть структурну схему електронного фазометра і часові діаграми його роботи. Виведіть рівняння перетворення і визначіть φ_x.**

3.4 Мостові засоби вимірювань

Мостові схеми застосовуються для вимірювання параметрів електричних кіл, а також для вимірювання неелектричних величин сумісно з параметричними вимірювальними перетворювачами.

Мостовим називають електричне коло, в якому можна виділити два розгалуження опорів, значення між якими дорівнює нескінченності при відповідному співвідношенні параметрів елементів кола і скінченному значенню, якщо це співвідношення не виконується.

Засіб вимірювання, в основу якого покладено мостове коло, називають вимірювальним мостом.

Вимірювальні мости класифікують за такими ознаками:

- за родом струму, що живить мостове коло, виділяють мости постійного і змінного струму;
- за архітектурою побудови – чотири- і багатоплечі;
- за способом зрівноваження – автоматичні та з ручним зрівноваженням.

3.4.1 Міст Уітстона. Загальна теорія мостових схем

Для з'ясування принципів побудови мостових схем найчастіше використовують міст Уітстона, схема якого подана на рис. 3.17.

Такий міст має чотири опори: Z_1, Z_2, Z_3, Z_4. Точки a, b, c, d називають вершинами моста. Електричне коло між двома суміжними вершинами називають плечем моста (Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 – плечі моста). Електричне коло між двома протилежними вершинами називають діагоналлю моста (ac – діагональ живлення, bd – вимірювальна діагональ). В коло вимірювальної діагоналі вмикається індикатор рівноваги ІР, внутрішній опір якого Z_5.

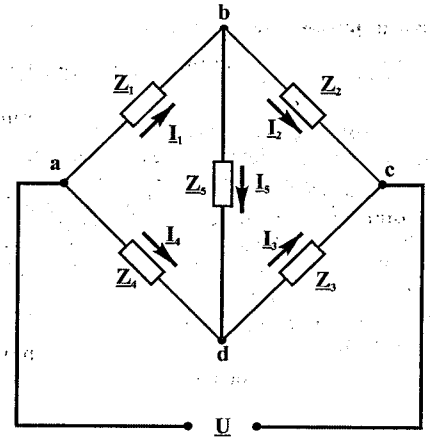


Рисунок 3.17

Виведемо умову рівноваги для моста Уітстона. Міст вважається зрівноваженим, коли струм I_5 у вимірювальній діагоналі відсутній ($I_5 = 0$). Отже, у зрівноваженій схемі потенціали точок b і d однакові (точки b і d еквіпотенціальні). Однакові і спади напруг на першому і четвертому плечах, оскільки точка a є для них загальною:

$$\underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 = \underline{I}_4 \cdot \underline{Z}_4. \qquad (3.19)$$

Те саме справедливе і для напруг на другому і третьому плечах моста:

$$\underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_2 = \underline{I}_3 \cdot \underline{Z}_3. \qquad (3.20)$$

У зрівноваженому мостовому колі $\underline{I}_5 = 0$, отже,

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2, \qquad (3.21)$$

а

$$\underline{I}_3 = \underline{I}_4. \qquad (3.22)$$

Розділимо почленно (3.19) на (3.20) і одержимо умову рівноваги:

$$Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4. \qquad (3.23)$$

З (3.23) отримаємо умови рівноваги для мостів змінного струму. Записавши комплексні опори в показниковій формі, одержимо:

$$Z_1 e^{j\varphi_1} \cdot Z_3 e^{j\varphi_3} = Z_2 e^{j\varphi_2} \cdot Z_4 e^{j\varphi_4}. \qquad (3.24)$$

З (3.24) матимемо дві умови рівноваги

$$\left.\begin{aligned} Z_1 \cdot Z_3 &= Z_2 \cdot Z_4 \\ \varphi_1 + \varphi_3 &= \varphi_2 + \varphi_4 \end{aligned}\right\} \qquad \begin{aligned} &(3.25, \text{а}) \\ &(3.25, \text{б}) \end{aligned}$$

Рівняння (3.25) показують, що умова рівноваги моста змінного струму складається завжди із двох частин – (а) та (б). Тому для зрівноваження моста він повинен мати два регульованих елементи, які дозволяють змінювати модуль та аргумент комплексного числа.

Зрівноваження моста змінного струму здійснюється почерговим регулюванням двох елементів. Число регулювань, необхідних для досягнення рівноваги моста, визначає так звану "збіжність" моста. Кількісно "збіжність" моста не оцінюється, оцінюється "збіжність" тільки якісно: хороша (швидка) "збіжність" чи погана "збіжність".

На постійному струмі опори мостової схеми є чисто активними:

$$Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_2, \quad Z_3 = R_3, \quad Z_4 = R_4.$$

Тому мостова схема на постійному струмі буде зрівноваженою, коли виконується умова рівноваги

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4. \qquad (3.26)$$

Порівнявши умови рівноваги (3.25) і (3.26) можна дійти висновку, що для зрівноваження мостів на змінному струмі необхідно досягти двох умов рівноваги (3.25), а на постійному – тільки одну (3.26). В цьому і є основна особливість зрівноваження мостів постійного і змінного струму.

3.4.2 Вимірювальні мости постійного струму

Мости постійного струму застосовуються для вимірювання активних опорів і для вимірювання неелектричних величин сумісно з резистивними параметричними вимірювальними перетворювачами.

З мостів постійного струму практичне розповсюдження одержали чотириплечий (одинарний) та шестиплечий (подвійний) мости.

Одинарний (чотириплечий) міст постійного струму

Схема моста наведена на рис. 3.18. Міст живиться від джерела постійного струму (в діагоналі живлення знаходиться джерело живлення з е.р.с. Е та внутрішнім опором R_0). У вимірювальній діагоналі ввімкнено індикатор рівноваги (ІР).

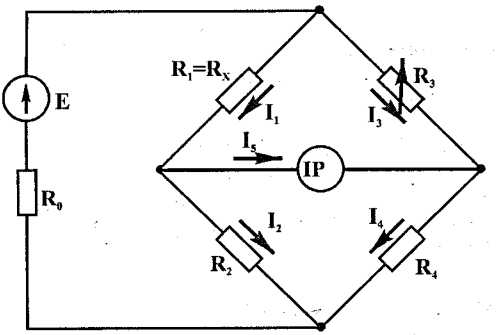


Рисунок 3.18

Використавши (3.26) запишемо умову рівноваги для одинарного моста:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3. \qquad (3.27)$$

Процес вимірювання за допомогою одинарного моста полягає в тому, що в одне з плечей (наприклад, R_1) вмикають вимірюваний опір R_x. Тоді на основі наведених викладок запишемо умову рівноваги:

$$R_x \cdot R_4 = R_2 \cdot R3. \qquad (3.28)$$

З (3.28) знайдемо:

$$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}, \qquad (3.29)$$

де R_2, R_4 – плечі відношення, R_3 – плече порівняння.

Із (3.29) видно, що значення опору R_x порівнюється із значенням опору R_3 в масштабі R_2/R_4. Тому міст приводиться в рівновагу регулюванням опору R_3, а R_2/R_4 – масштабний множник, значення якого вибирається рівним 10^n, де n – ціле додатне або від'ємне число, або n = 0. R_3 називають плечем зрівноваження, R_2 та R_4 – плечі відношення (з їх допомогою вибирається межа вимірювання моста).

Вимірюваний опір приєднується до затискачів моста за допомогою провідників. Крім того, є опір ізоляції між затискачами моста. З урахуванням цього схема моста може бути подана у вигляді, зображеному на рис. 3.19.

$U_ж$ – напруга живлення моста, $R_{п1}$ та $R_{п2}$ – опори підвідних проводів та контактів, $R_{із}$ – опір ізоляції. Можна прийняти $R_{п1} = R_{п2} = R_п$. Якщо проводи виготовлені із міді, мають переріз не менший 1 мм^2 та невелику довжину, то сумарний опір $2R_п \le 0{,}01$ Ом.

При вимірюванні низькоомних опорів $R_{із}$ можна не враховувати. В цьому випадку сумарний опір плеча a-c

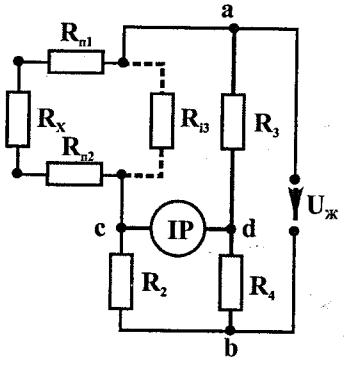


Рисунок 3.19

$$R_1 = R_x + 2R_п = R_x(1 + \delta_1), \qquad (3.30)$$

де $\delta_1 = 2R_п/R_x$ – відносна похибка вимірювання опору R_x, обумовлена проводами та контактами. Щоб похибка δ_1 була меншою 0,1%, тобто $\delta_1 = 2R_п/R_x \le 10^{-3}$, R_x повинно бути не меншим $2R_п \cdot 10^3 = 0{,}01 \cdot 10^3 = 10$ Ом.

Отже, $R_{xн} = 10$ Ом – нижня межа вимірюваних опорів за цих умов. Виходячи з того, що $R_{із} = 10^{11}$–10^{16} Ом, розмірковуючи аналогічно, одержуємо при $R_{із} = 10^{11}$ Ом верхню межу $R_{xв} \le 10^8$ Ом.

Нижню межу можна значно знизити, якщо застосовувати чотириполюсне приєднання вимірюваних опорів (рис. 3.20).

Вимірюваний опір має чотири затискачі: С–С – струмові затискачі, які мають велику площу контактів, П–П – потенціальні затискачі, r_1, r_2, r_3

та r_4 – опори підвідних проводів. Опори r_1 та r_3 знаходяться в діагоналях моста, в умову рівноваги вони не входять, отже, похибку в результати вимірювання не вносять. Дещо вони впливають на чутливість моста, але дуже мало. Опори r_2 та r_4 вмикаються послідовно з R_3 та R_2, і якщо R_3 та R_2 більші 10 Ом, то похибка від впливу r_2 та r_4 буде малою.

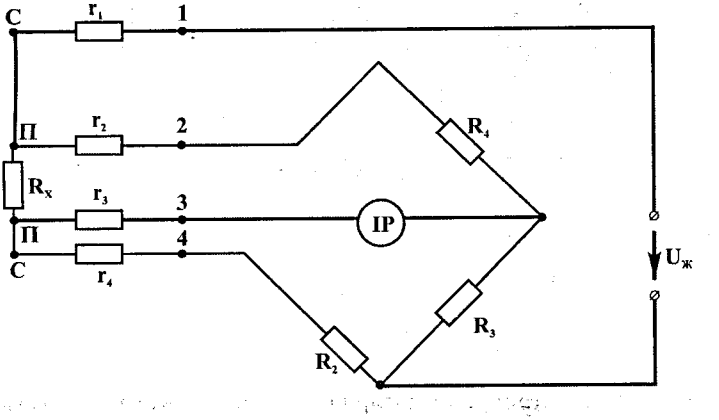


Рисунок 3.20

При чотириполюсному (чотирипровідному) підключенні вимірюваних опорів нижня границя моста знижується до 10^{-4} Ом.

В мостах передбачаються перемички (або перемикачі), за допомогою яких можна здійснювати дво- або чотириполюсне приєднання вимірюваних опорів.

Подвійний (шестиплечий) міст постійного струму

При вимірюванні дуже малих опорів чотириплечим мостом навіть при чотирипровідному підключенні вимірюваного опору допускаються методичні похибки. В цих випадках застосовуються подвійні мости, нижня межа вимірювання яких 10^{-8} Ом, а верхня – 100 Ом.

Схема подвійного моста наведена на рис. 3.21 (без урахування R_{34}, R_{4R} та R_{3R}).

Вимірюваний опір R_x та зразковий R_N мають по чотири затискачі. R – опір короткого та товстого провідника, який з'єднує R_x та R_N. Він включає в себе опори перехідних контактів. Значення цього опору дуже мале.

Для одержання рівняння рівноваги перетворимо трикутник опорів R_3-R-R_4 в еквівалентну зірку:

$$R_{34} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + R}, R_{3R} = \frac{R_3 R}{R_3 + R_4 + R}, R_{4R} = \frac{R R_4}{R_3 + R_4 + R}.$$

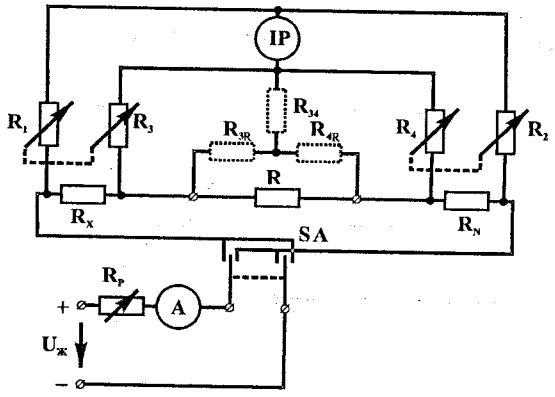


Рисунок 3.21

Після цього отримуємо чотириплечий міст, умова рівноваги для якого має вигляд:

$$(R_x + R_{3R}) \cdot R_2 = R_1 \cdot (R_{4R} + R_N),$$

$$R_x \cdot R_2 = R_1 \cdot R_{4R} + R_1 \cdot R_N - R_2 \cdot R_{3R}. \quad (3.31)$$

Підставимо в (3.31) формули для опорів еквівалентної зірки:

$$R_x \cdot R_2 = \frac{R_1 \cdot R_4 \cdot R}{R_3 + R_4 + R} + R_1 \cdot R_N - \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot R}{R_3 + R_4 + R},$$

звідки

$$R_x = R_N \cdot \frac{R_1}{R_2} + \frac{R}{R_3 + R_4 + R}\left(\frac{R_1 \cdot R_4}{R_2} - R_3\right). \quad (3.32)$$

З (3.32) видно, що R_x залежить від R, який входить до другої складової і має дуже мале значення опору. Другу складову можна виключити (зробити її рівною нулю), якщо виконати умову: $(R_1 \cdot R_4/R2)-R3 = 0$. Але точно витримати цю умову на практиці не вдається через неточності виготовлення резисторів R_1, R_2, R_3, R_4. І для того, щоб друга складова була якомога меншою, потрібно, щоб опір R був якомога меншим. Тоді можна взяти другу складову в рівнянні (3.32) рівною нулю і вважати що

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \quad (3.33)$$

Для того, щоб $(R_1 \cdot R_4/R_2) - R_3 = 0$, намагаються забезпечити рівності $R_1 = R_4$ та $R_2 = R_4$. Для цього R_1 та R_3, а також R_2 та R_4 змінюють одночасно за допомогою однієї регулювальної рукоятки.

Як уже відмічалось, подвійний міст застосовується для вимірювання малих опорів. Але при малих R_x та R_N і спади напруг на них малі (≤1 мВ), тому потрібно враховувати дію термо-е.р.с., які виникають в потенціальних контактах R_x та R_N. Для зменшення похибки від термо-е.р.с. виконують два вимірювання при двох напрямках струму, які встановлюють за допомогою перемикача SA. Результат вимірювання R_x визначають як середнє арифметичне двох вимірювань.

Промисловість випускає комбіновані мости, в яких за допомогою простих перемикань можна одержати одинарний та подвійний мости.

3.4.3 Вимірювальні мости змінного струму Мости для вимірювання ємності

При вимірюванні ємності, наприклад конденсатора, необхідно враховувати, що в ньому виникають втрати, які спричинені поглинанням активної потужності.

Реальний конденсатор подається еквівалентною схемою заміщення, послідовно (рис. 3.22, а) чи паралельно (рис. 3.22, б) з'єднаної ідеальної ємності з активним опором. Струм в колі такого конденсатора випереджає напругу на кут, менший ніж 90°.

Для послідовної схеми

$$\operatorname{tg}\delta = I \cdot R_x/(I/\omega C_x) = \omega R_x C_x;$$

для паралельної

$$\operatorname{tg}\delta = I_R/I_C = (U/R_x)/(U \cdot \omega C_x) = 1/\omega \cdot R_x \cdot C_x .$$

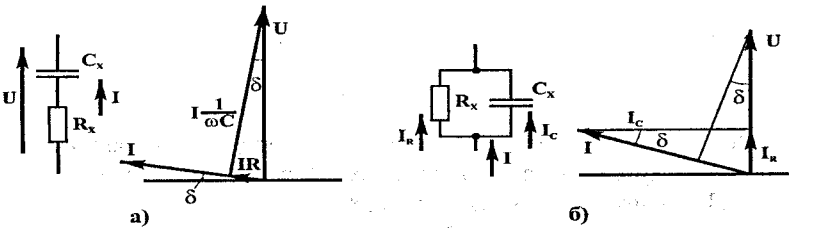


Рисунок 3.22

Виходячи зі схем заміщення конденсаторів в табл. 3.1 наведено повні опори плеч мостів для вимірювання ідеальної ємності та ємності конденсаторів з малими і великими втратами.

Таблиця 3.1 – Повні опори плеч мостових схем

Назва моста	Плечі моста			
	$\underline{Z}_x$	$\underline{Z}_2$	$\underline{Z}_3$	$\underline{Z}_4$
Ідеальна ємність	$\frac{1}{j\omega C_x}$	$\frac{1}{j\omega C_2}$	R_3	R_4
З малими втратами	$R_x+\frac{1}{j\omega C_x}$	R_2	$R_3+\frac{1}{j\omega C_3}$	R_4
З великими втратами	$\frac{R_x}{1+j\omega C_x R_x}$	$\frac{R_2}{1+j\omega C_2 R_2}$	R_3	R_4

На прикладі моста для вимірювання ємності з малими втратами наведемо загальну методику виведення умови рівноваги для мостів змінного струму.

1. Введемо такі позначення:

$$\underline{Z}_x,\quad \underline{Z}_2,\quad \underline{Z}_3,\quad \underline{Z}_4 \tag{3.34}$$

2. Використавши позначення (3.34) запишемо умову рівноваги для даного моста

$$\underline{Z}_x\cdot\underline{Z}_4=\underline{Z}_2\cdot\underline{Z}_3. \tag{3.35}$$

3. Отримаємо залежності для повних опорів кожного із позначених плечей моста

$$\underline{Z}_x=R_x+1/j\omega C_x;\quad \underline{Z}_2=R_2;\quad \underline{Z}_3=R_3+1/j\omega C_3;\quad \underline{Z}_4=R_4. \tag{3.36}$$

4. Підставимо (3.36) в (3.35) і матимемо:

$$\left(R_x+\frac{1}{j\omega C_x}\right)\cdot R_4=R_2\cdot\left(R_3+\frac{1}{j\omega C_3}\right). \tag{3.37}$$

5. Розкриємо дужки в (3.37):

$$R_xR_4+\frac{R_4}{j\omega C_x}=R_2R_3+\frac{R_2}{j\omega C_3}. \tag{3.38}$$

Рівність (3.38) є рівністю двох комплексних чисел. А два комплексних числа будуть рівні тоді, коли рівні їх дійсні і уявні частини.

6. Прирівняємо дійсні частини (3.38)

$$R_xR_4=R_2R_3 \tag{3.39}$$

і знайдемо

$$R_x=R_3\cdot\frac{R_2}{R_4}. \tag{3.40}$$

Оскільки R_x порівнюється з R_3 у співвідношенні R_2/R_4, то резистор R_3 має бути змінним (регульованим).

7. Прирівняємо уявні частини (3.38)

$$\frac{R_4}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_3} \tag{3.41}$$

і знайдемо

$$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}. \tag{3.42}$$

Для зрівноваження моста конденсатор C_3 має бути конденсатором змінної ємності.

8. Знаходимо тангенс кута втрат

$$\mathrm{tg}\delta = \omega R_x \cdot C_x = \omega R_3 \cdot C_3. \tag{3.43}$$

Застосувавши наведену методику і формули (табл. 3.1) для повних опорів мостів для вимірювання ємності конденсатора в табл. 3.2 наведено кінцеві вирази для визначення R_x і C_x.

Міст з послідовною схемою заміщення застосовується для вимірювання параметрів конденсаторів з малими втратами, з паралельною схемою – для конденсаторів з великими втратами.

Таблиця 3.2 – Аналітичні залежності

Назва моста	R_x	C_x	$\mathrm{tg}\delta$
Ідеальна ємність	-	$C_x = C_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}$	-
З малими втратами	$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}$	$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}$	$\mathrm{tg}\delta = \omega R_3 \cdot C_3$
З великими втратами	$R_x = R_3 \cdot \frac{R_2}{R_4}$	$C_x = C_3 \cdot \frac{R_4}{R_2}$	$\mathrm{tg}\delta = 1/\omega R_3 \cdot C_3$

Електричний кабель, наприклад, одножильний, складається із жили, яка розташовується по осі кабеля, та металевої оболонки. Між жилою та оболонкою знаходиться діелектрик. Жила та оболонка кабеля, таким чином, являють собою конденсатор. Випробування кабеля проводяться при напрузі, під якою він знаходиться під час експлуатації. При випробуваннях визначають ємність кабеля та $\mathrm{tg}\delta$ (які потім перераховують на одиницю довжини). В процесі випробувань високовольтних кабелів на вимірювальний міст доводиться подавати високу напругу. Для цього випадку призначена схема моста на рис. 3.23, яка забезпечує не тільки вимірювання параметрів кабелю, а й безпеку роботи.

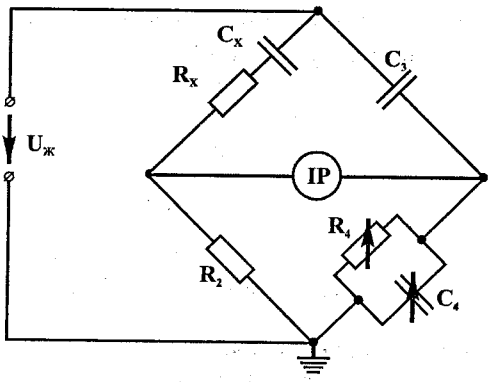


Рисунок 3.23

Параметри елементів моста підбираються так, щоб основна частина високої напруги припадала на верхні елементи схеми (C_x–R_x, C_3), а регульовані оператором елементи C_4 та R_4 були під низькою напругою. Ці елементи заземлюють.

Виходячи з наведеної раніше методики отримано формули, за якими обчислюються шукані параметри:

$$R_x = R_2 \cdot (C_4/C_3);$$
$$C_x = C_3 \cdot (R_4/R_2); \qquad (3.44)$$
$$\text{tg}\delta = \omega R_x \cdot C_x = \omega R_4 \cdot C_4.$$

Мости для вимірювання параметрів котушок індуктивності

Для котушки індуктивності застосовується переважно послідовна схема заміщення (рис. 3.24). За допомогою моста визначаються параметри R, L та добротність $Q = \omega L/R$. Слід відмітити, що $\text{tg}\delta$ та Q характеризують властивості конденсатора та котушки на певній частоті. Звичайно в мостах змінного струму вимірювання проводяться на фіксованих частотах.

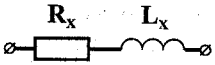


Рисунок 3.24

Котушка індуктивності, параметри якої вимірюються, вмикається в одне з плечей моста. Щоб міст можна було зрівноважити, хоча б одне з пліч, що залишились, повинно містити або змінну індуктивність, або змінну ємність. Найчастіше застосовують змінну ємність, оскільки кон-

денсатор змінної ємності можна виготовити з більшою точністю та з меншими затратами, ніж котушку зі змінною індуктивністю.

Схема моста наведена на рис. 3.25, а. Умова рівноваги для даного випадку запишеться у вигляді:

$$R_x + j\omega L_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{\left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right)} \cdot \left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right) \qquad (3.45)$$

або після перемноження та ділення правої частини на $j\omega C_4$:

$$R_x + j\omega L_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} \cdot (j\omega R_4 C_4), \qquad (3.46)$$

звідки

$$R_x = \frac{R_2}{R_4} \cdot R_3;\ L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4. \qquad (3.47)$$

Добротність котушки $Q = \omega L_x / R_x = \omega R_4 C_4$. Зрівноважується такий міст регулюванням R_3 та R_4. Але, як видно з виразів для R_x та L_x, при виконанні однієї рівності регулюванням (наприклад, рівності $L_x = R_2 \cdot R_3 \cdot C_4$) порушується інша (яка досягається регулюванням R_4).

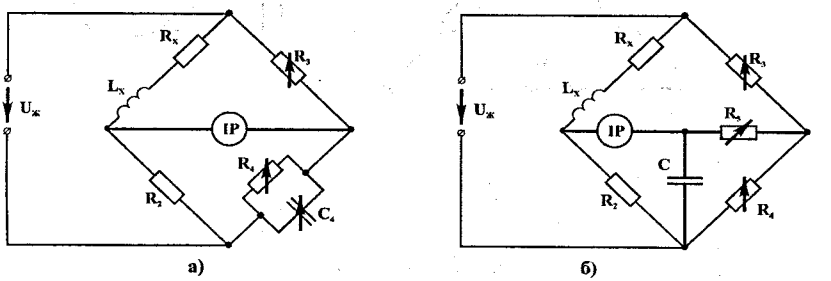


Рисунок 3.25

Недоліком цієї схеми моста є погана збіжність, особливо при низьких добротностях котушки. Якщо $Q = 1$, процес зрівноважування вже викликає труднощі, а при $Q < 0{,}5$ зрівноважування моста практично неможливе.

Вимірювання параметрів котушок індуктивності з низькою добротністю відбувається за допомогою шестиплечого моста (рис. 3.25, б). Для одержання умови рівноваги цього моста потрібно трикутник, створений елементами R_4, R_5 та C, перетворити в зірку. Після такого перетворення виходить чотириплечий міст, умова рівноваги якого відома. З

неї випливає вираз для знаходження параметрів котушки (одержати самостійно).

Міст зрівноважується регулюванням R_4 та R_5. Спочатку регулюванням R_4 добиваються виконання першої умови рівноваги, потім регулюванням R_5 міст наближається до умови рівноваги. R_5 не впливає на першу умову, тому міст має хорошу збіжність.

3.4.4 Автоматичний міст постійного струму

Мости з автоматизованим процесом зрівноваження називаються автоматичними. Вони використовуються не тільки для вимірювання параметрів електричних елементів, але й для автоматичного управління різними процесами.

Схема автоматичного моста для вимірювання опорів R_x наведена на рис. 3.26.

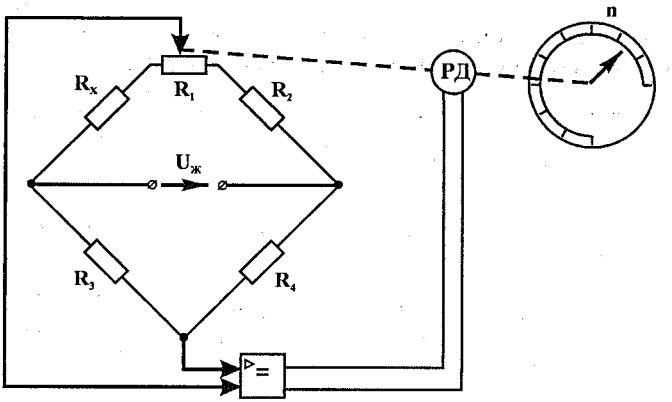


Рисунок 3.26

Якщо міст зрівноважений, напруга у вимірювальній діагоналі дорівнює нулю, і ротор реверсивного двигуна РД нерухомий. При вимірюванні опору R_x на вимірювальній діагоналі з'явиться напруга. Значення цієї напруги визначається опором R_x. Ця напруга підсилюється підсилювачем та подається на реверсивний двигун, який пересуває повзун R_1 до тих пір, поки напруга у вимірювальній діагоналі не дорівнюватиме нулю (або буде дуже мало відрізнятись від нуля). Одночасно двигун повертає вказівник П, може переміщати перо для запису вимірюваної величини,

керувати виконавчими органами для регулювання процесу (наприклад, вмикати або вимикати нагрівач печі).

Автоматичні мости постійного струму мають основну зведену похибку ±(0,25÷1) %. В автоматичних мостах змінного струму необхідно для досягнення рівноваги регулювати два елементи. Через це та інші причини автоматичні мости змінного струму поступаються точністю автоматичним мостам постійного струму.

Контрольні питання і завдання

1. **Наведіть основні поняття та означення для мостових засобів вимірювання.**
2. **За якими ознаками класифікують мостові засоби вимірювань?**
3. **Виведення рівняння рівноваги для моста Уітстона.**
4. **Які особливості в зрівноваженні мостів постійного і змінного струму?**
5. **Наведіть методику виведення рівняння рівноваги мостів на прикладі схеми для вимірювання ємності з малими втратами.**
6. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму визначити R_x, L_x, і Q_x якщо $R_2 = 5$ Ом, $L_2 = 0{,}1$ Гн, $R_3 = 20$ Ом, $R_4 = 10$ Ом. Наведіть структурну схему і виведіть умову рівноваги. Наведіть методику вимірювання.**
7. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму визначити R_x, L_x, і Q_x, якщо $R_2 = 5$ Ом, $R_3 = 20$ Ом, $R_4 = 10$ Ом, $L_2 = 0{,}1$ Гн, Наведіть структурну схему і виведіть умову рівноваги. Наведіть методику вимірювання.**
8. **Одинарний міст. Методика вимірювання активних опорів.**
9. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму визначити R_x, L_x, і Q_x, якщо $R_2 = 10$ Ом, $R_3 = 20$ Ом, $C_3 = 0{,}1$ мкФ, $R_4 = 20$ Ом. Наведіть структурну схему і виведіть умову рівноваги. Наведіть методику вимірювання.**
10. **Подвійний міст. Схема, умова рівноваги. Галузь застосування.**
11. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму для вимірювання ємності з малими втратами визначити R_x і C_x, якщо $R_2 = 100$ Ом, $C_2 = 0{,}1$ мкФ, $R_3 = 100$ Ом, $R_4 = 200$ Ом. Виведіть умову рівноваги і наведіть структурну схему. Наведіть методику вимірювання.**
12. **Автоматичний міст постійного струму: структурна схема, принцип дії, галузь застосування.**
13. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму для вимірювання ємності з малими втратами визначити R_x і C_x, якщо $R_2 = 100$ Ом, $R_3 = 100$ Ом, $R_4 = 200$ Ом, $C_4 = 0{,}1$ мкФ, Виведіть умову рівноваги і наведіть структурну схему. Наведіть методику вимірювання.**
14. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму для вимірювання ємності з великими втратами визначити R_x і C_x, якщо $R_2 = 100$ Ом, $C_2 = 0{,}1$ мкФ, $R_3 = 100$ Ом, $R_4 = 200$ Ом. Виведіть умову рівноваги і наведіть структурну схему. Наведіть методику вимірювання.**
15. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму для вимірювання ємності з великими втратами визначити R_x і C_x, якщо $R_2 = 100$ Ом, $R_3 = 100$ Ом, $R_4 = 200$ Ом, $C_2 = 0{,}1$ мкФ. Виведіть умову рівноваги і наведіть структурну схему. Наведіть методику вимірювання.**

16. **Наведіть схеми заміщення конденсаторів ідеальної ємності, з малими та великими втратами.**
17. **В зрівноваженій мостовій схемі змінного струму для вимірювання ідеальної ємності визначити C_x, якщо $R_2 = 100$ Ом, $R_3 = 100$ Ом, $C_4 = 0{,}1$ мкФ. Виведіть умову рівноваги і наведіть структурну схему.**
18. **Наведіть схему заміщення котушки індуктивності. Дайте поняття активного і реактивного опору та добротності.**

3.5 Компенсаційні засоби вимірювань

Принцип дії компенсатора полягає в компенсації (протиставленні) двох спрямованих назустріч фізичних величин, одна з яких вимірювана, а інша – зразкова (відома з високою точністю).

В електровимірювальній техніці як такі величини використовують напруги, струми, е.р.с. Останні на практиці зустрічаються рідко, тому надалі розглядаються тільки компенсатори з компенсацією напруг.

3.5.1 Компенсатори постійного струму
Дві схеми компенсації напруги

На рис. 3.27, а показана принципова схема вимірювального кола компенсації напруг. Вимірювана напруга U_x компенсується зразковою напругою U_k, яка створюється у вигляді спаду напруги робочого струму I_p на опорі R_k, значення якого відомо з високою точністю. Змінюючи значення робочого струму I_p встановлювальним резистором R_y, домагаються рівності вимірюваної U_x і компенсувальної U_k напруг. Момент рівності $U_x = U_k$ характеризується відсутністю струму в індикаторі рівноваги IP, тоді

$$U_x = U_k = I_p \cdot R_k \quad \begin{vmatrix} I_p \to \text{var} \\ R_k = \text{const} \end{vmatrix}. \qquad (3.48)$$

Аналіз (3.48) показує, що вимірювана напруга пропорційна значенню робочого струму I_p. Тому шкалу амперметра А градуюють у вольтах.

Компенсувальну напругу U_k можна змінювати також, змінивши значення опору резистора R_k (рис. 3.27, б) при сталому робочому струмі I_p:

$$U_x = U_k = I_p \cdot R_k \quad \begin{vmatrix} I_p = \text{const} \\ R_k \to \text{var} \end{vmatrix}. \qquad (3.49)$$

В даному випадку вимірювана напруга U_x буде пропорційна значенню резистора R_k. Лінійні або кутові положення цього резистора градуюють у вольтах.

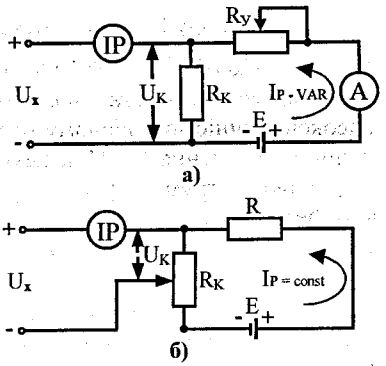


Рисунок 3.27

У момент повної компенсації компенсатор не споживає енергію від об'єкта вимірювання (струм у колі індикатора рівноваги відсутній $I_{IP} = 0$), отже, режим роботи об'єкта вимірювання не порушується. Крім того, відсутність струму в колі IP дозволяє суттєво зменшити вплив на результати вимірювання спаду напруги на з'єднувальних провідниках, за допомогою яких компенсатор з'єднано з об'єктом вимірювання.

Ці дві важливі переваги мають місце тільки в компенсаторах.

Компенсатор постійного струму

Найбільш розповсюджена схема компенсатора постійного струму наведена на рис. 3.28. В схемі НЕ – нормальний елемент, який є зразковою мірою е.р.с.; ДБ – допоміжна батарея. В положенні 1 ключа S регулюванням реостата R_P установлюється робочий струм компенсатора I_p. При нульових показах IP спад напруги на зразковому резисторі R_y дорівнює е.р.с. нормального елемента E_N: $I_p \cdot R_y = E_N$.

При точних значеннях E_N та R_y і високій чутливості IP значення робочого струму встановлюється з високою точністю.

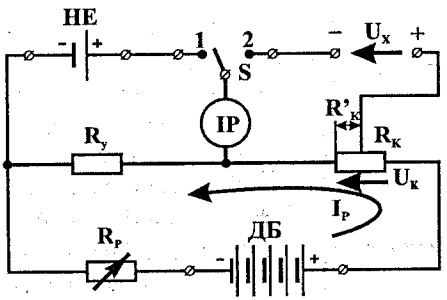


Рисунок 3.28

Після встановлення робочого струму перемикач S переводиться в положення 2.

Регулюванням зразкового опору $R_к$ добиваються нульового показу ІР. При цьому $I_р \cdot R'_k R_к = U_к = U_х$, де R'_k – частина зразкового опору $R_к$, яка відповідає нульовому показу ІР. З останньої рівності випливає, що при встановлених з високою точністю робочому струмі та $R_к$ визначається з відповідною точністю значення $U_х$. При незмінному для даного компенсатора значенні робочого струму $I_р$ регульований зразковий опір $R_к$ можна проградуювати безпосередньо у вольтах.

Для вимірювання струму в деякій вітці кола в цю вітку вмикається зразковий опір R_N. Вимірявши спад напруги на цьому опорі, за законом Ома визначають струм: $I = U_N/R_N$. Для вимірювання опору його вмикають послідовно з R_N (рис. 3.29).

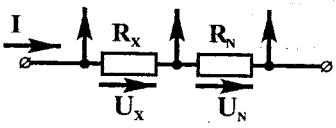


Рисунок 3.29

За спадом напруги на R_N визначають струм в колі I, а вимірявши $U_х$ та знаючи I, обчислюють $R_х = U_х/I$. За допомогою компенсаторів можна виміряти е.р.с. та напруги з високою точністю. Класи точності компенсаторів постійного струму лежать у межах від 0,005 до 0,5. При цьому верхня межа вимірювання не перевищує 1,5-2,5 В. Нижня межа вимірювання може складати одиниці нановольт. Якщо замість НЕ використати стабілізоване джерело напруги, то верхня межа вимірювання може бути підвищена до декількох десятків вольт.

3.5.2 Компенсатори змінного струму

Вимірювана синусоїдна напруга може бути подана вектором $\underline{U}_х$, розташованим на площині (рис. 3.30).

Вектор на площині може бути визначений двома способами: 1) довжиною вектора $U_х$ та початковою фазою Ψ_U; 2) взаємно перпендикулярними складовими вектора $U_{ах}$ та $U_{рх}$ (активна та реактивна складові). В обох випадках вектор змінної напруги $\underline{U}_х$ визначається двома параметрами, а не одним, як постійна напруга. Згідно із способом визначення змінної напруги розрізняють компенсатори полярно-координатні та прямокутно-координатні.

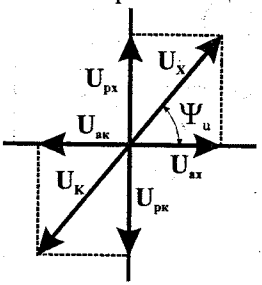


Рисунок 3.30

В полярно-координатному компенсаторі для компенсації вимірюваної напруги U_x необхідно створити напругу $U_к = U_x$, але зсунуту відносно U_x на 180°. У прямокутно-координатному необхідно створити дві напруги: $U_{ак}$ та $U_{рк}$, які зрівноважують напруги $U_{ах}$ та $U_{рх}$, відповідно. Полярно-координатні компенсатори не випускаються через необхідність мати в них фазорегулятор з високими метрологічними характеристиками. В компенсаторах змінного струму необхідно також, щоб вимірювана та компенсувальна напруги мали однакову частоту.

Схема прямокутно-координатного компенсатора подана на рис. 3.31.

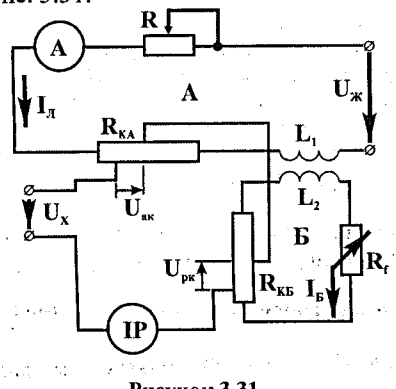


Рисунок 3.31

В ній є два контури А та Б з двома реохордами $R_{КА}$ та $R_{КБ}$, серединні точки яких з'єднані між собою. Робочий струм компенсатора в контурі А встановлюється за амперметром реостатом R. В контурі Б струм $I_Б$ створюється за допомогою котушки взаємної індуктивності М:

$$\underline{I}_Б = \frac{\underline{E}_Б}{R_Б} = j\frac{\omega M}{R_Б} \cdot \underline{I}_A, \qquad (3.50)$$

де $R_Б$ – сумарний опір контура Б. Значення опорів $R_{КБ}$ та R_f вибираються такими, щоб $(R_{КБ} + R_f) >> \omega L_2$.

Струм $\underline{I}_Б$ зсунутий відносно $\underline{I}_A$ на 90°, тому напруги $U_{ак}$ та $U_{рк}$ на реохордах $R_{КА}$ та $R_{КБ}$ також зсунуті на 90°. Переміщуючи повзуни реохорд змінюють величини та знаки напруг $U_{ак}$ та $U_{рк}$ до повного зрівноваження вимірюваної напруги U_x, настання якого визначається за нульовим показом IP.

Точність вимірювання напруги U_x компенсатором змінного струму обмежена в першу чергу неможливістю точного встановлення робочого струму I_A. Амперметри, що застосовуються для цього, мають класи точності, не вищі 0,1-0,2. Крім того, похибки вносять і інші елементи, так що сумарна похибка компенсатора звичайно знаходиться у межах ±0,5 %.

Останнім часом для встановлення робочого струму стали застосовуватись так звані **компаратори**, які дозволяють значно підвищити точність компенсаторів.

Компенсатори постійного та змінного струму можуть бути забезпечені пристроями для автоматичної компенсації вимірюваної напруги.

Так само, як і в автоматичних мостах, напруга небалансу після підсилення підсилювачем подається на двигун, увімкнений в коло зворотного зв'язку. За допомогою двигунів (одного в компенсаторі постійного та двох в компенсаторі змінного струму) переміщаються повзунки реохордів (регульованих опорів) до настання компенсації.

Контрольні питання і завдання

1. **Структурна схема та суть нульового методу вимірювання.**
2. **Суть компенсаційного методу вимірювання. Схема компенсації напруги зі зміною робочого струму.**
3. **Визначити значення робочого струму і значення резистора $R_к$ в момент компенсації компенсатора постійного струму, якщо відомі е.р.с. нормального елемента $E_{не} = 1{,}0186$ В, опір зразкового резистора $R_0 = 10{,}186$ кОм і вимірювана напруга $U_x = 1$ В. Навести структурну схему компенсатора.**
4. **В момент рівноваги схеми компенсації напруги із зміною компенсувального резистора $R_к = 0{,}1$ кОм, а значення робочого струму $I_р = 0{,}5$ А. Яке значення напруги на вході компенсатора? Наведіть структурну схему з необхідними поясненнями.**
5. **Чотири умови компенсації змінних напруг. Наведіть графічне пояснення.**
6. **Дві форми подання змінних напруг: в полярній і в прямокутній системах координат.**
7. **Наведіть графічні приклади компенсації напруг в полярній і в прямокутній системах координат.**
8. **Компенсатор змінного струму в полярній системі координат: структурна схема, принцип дії.**
9. **Структурна схема компенсатора в прямокутній системі координат: структурна схема, принцип дії.**
10. **На вхід компенсатора змінного струму подано вимірювану напругу $U_x = 217 \cdot U_м \cdot \sin(314 \cdot t)$. На одному графіку наведіть графічну інтерпретацію вимірюваної та компенсувальної $U_к$ напруги і її параметри за умови, що U_x і $U_к$ однакової форми.**
11. **В момент рівноваги компенсатора змінної напруги в прямокутній системі координат на проградуйованих реохордах отримано такі значення компенсувальної напруги: $U_к'' = 150$ В, $U_к'' = 200$ В. Отримати значення модуля $U_{хм}$ і фази φ_x виміряної напруги. Подати результат в показниковій формі. Навести схему компенсатора з необхідними поясненнями.**
12. **В момент рівноваги схеми компенсації напруги із зміною робочого струму $I_р = 0{,}5$ А, а значення компенсувального резистора $R_к = 0{,}1$ кОм. Яке значення напруги на вході компенсатора? Наведіть структурну схему з необхідними поясненнями.**
13. **В момент рівноваги схеми компенсації напруги із зміною компенсувального резистора $R_к = 0{,}1$ кОм, а значення робочого струму $I_р = 0{,}5$ А. Яке значення напруги на вході компенсатора? Наведіть структурну схему з необхідними поясненнями.**

3.6 Вимірювання електричної енергії електронними лічильниками

В електронних лічильниках енергії спочатку здійснюється операція усереднення миттєвої потужності за період змінного струму T:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u \cdot i \cdot dt.$$

Пристрої, які виконують цю операцію, називаються перетворювачами потужності. З наведеного виразу видно, що необхідним елементом перетворювача потужності є пристрій перемноження миттєвих значень u та i. Ці пристрої поділяють на параметричні та модуляційні.

Параметричні перемножувальні пристрої бувають з прямим та непрямим перетворенням. При прямому перемноженні використовується чотириполюсник, на вхід якого подається одна величина (наприклад, u), а інша величина (i) керує коефіцієнтом його передачі. Вихідний сигнал чотириполюсника пропорційний добутку u·i.

При непрямому способі перемноження використовуються залежності:

$$4u_i \cdot u_u = [(u_u+u_i)^2 - (u_u-u_i)^2]$$

або

$$2u_i \cdot u_u = [(u_u^2+u_i^2 - (u_u-u_i)^2],$$

де u_u і u_i – напруги, пропорційні, відповідно, напрузі на навантаженні та струму в ньому.

Справа тут полягає у тому, що технічно простіше реалізувати дії додавання, віднімання двох напруг та піднесення до квадрата, ніж безпосереднє їх перемноження. Для виконування операцій додавання (віднімання) та піднесення до квадрата застосовуються суматори та квадратори. Похибки вимірювань, головним чином, залежать від метрологічних характеристик цих пристроїв.

На рис. 3.32 наведена структурна схема перетворювача потужності, побудованого на основі реалізації залежності $4u_i \cdot u_u = [(u_u+u_i)^2 - (u_u-u_i)^2]$, в якій $П_1$ та $П_2$ – перетворювачі (квадратувальні пристрої), ВП – віднімальний пристрій, ПУ – пристрій усереднення.

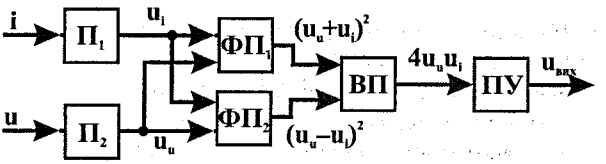


Рисунок 3.32

З рисунка видно, що $U_{вих} = \int_0^T 4K\,ui\,dt = 4K \cdot P$.

Найбільш точними є модуляційні перемножувальні пристрої, основані на подвійній модуляції імпульсних сигналів. Використовуються різні види модуляції, серед яких найбільше розповсюдження одержали широтно-імпульсна та амплітудно-імпульсна модуляції (ШІМ-АІМ).

В амплітудному модуляторі відбувається амплітудна модуляція імпульсів, які надходять з виходу широтного модулятора.

Електронний лічильник активної енергії будується на основі перетворювача потужності з наступним інтегруванням його вихідної величини згідно з виразом $W = \int_{t_1}^{t_2} P\,dt$.

Одна з можливих структурних схем такого лічильника показана на рис. 3.33, де ППН – перетворювач потужності; ПНЧ – перетворювач напруги в частоту; ЛІ – лічильник імпульсів.

Частота f імпульсів пропорційна потужності. Ці імпульси підраховуються (інтегруються) лічильником імпульсів ЛІ. Отже, покази ЛІ пропорційні активній енергії W.

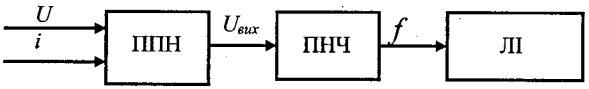


Рисунок 3.33

В даний час випускаються електронні лічильники для вимірювання як активної, так і реактивної енергії. Вони мають класи точності 0,2 - 2,5. Крім того, випускаються лічильники для вимірювання енергії постійного струму, лічильники ампер-годин та лічильники вольт-годин.

3.7 Електронний осцилограф

Осцилограф – це прилад, призначений для спостереження, реєстрації та вимірювання параметрів досліджуваного сигналу (напруги), який залежить від часу.

В електронному осцилографі реєстрація здійснюється шляхом фотографування зображення з екрана.

Крім електронних осцилографів існують електромеханічні. Їх називають ще світлопроменевими. В них використовуються електромеханічні (переважно магнітоелектричні) механізми з малим моментом інер-

ції, які перетворюють досліджуваний сигнал в переміщення променя світла.

В електронних осцилографах досліджуваний сигнал перетворюється у відхилення потоку електронів (електронного променя), який, потрапивши на люмінесцентний екран електронно-променевої трубки (ЕПТ), створює лінію, яка світиться. Форма цієї лінії відповідає сигналу, який змінюється в часі.

Для спостереження сигналів у вигляді поодиноких (що не повторюються періодично) імпульсів використовуються осцилографи з тривалим світінням ЕПТ. В осцилографах, призначених для спостереження періодичних сигналів, післясвітіння невелике. Тому в таких осцилографах для одержання нерухомого чітко видимого зображення необхідно, щоб електронний промінь періодично прокреслював на екрані ЕПТ лінію, що є графіком досліджуваного сигналу.

На рис. 3.34 показаний принцип одержання нерухомого зображення періодичного сигналу.

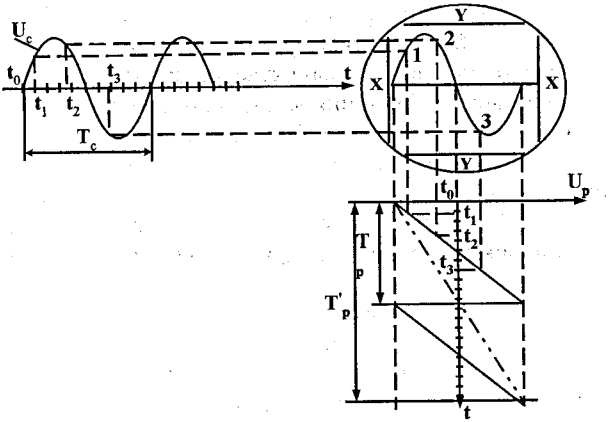


Рисунок 3.34

На вертикально-відхиляючі пластини Y-Y подається досліджувана напруга u_c, а на горизонтально-відхиляючі пластини X-X – напруга розгортки u_p, яка змінюється з часом лінійно. Штриховими лініями на рисунку показано одержання точок 0, 1, 2, 3 на екрані осцилографа в моменти t_0, t_1, t_2 та t_3. У даному випадку періоди повторення напруг сигналу та розгортки однакові: $T_p = T_c$.

Для управління променем, установлення потрібних розмірів зображення, установлення масштабів на осях осцилограми та виконання

інших операцій осцилограф має комплекс функціональних вузлів. Структурна схема з набором найбільш використовуваних вузлів (блоків) в осцилографах наведена на рис. 3.35.

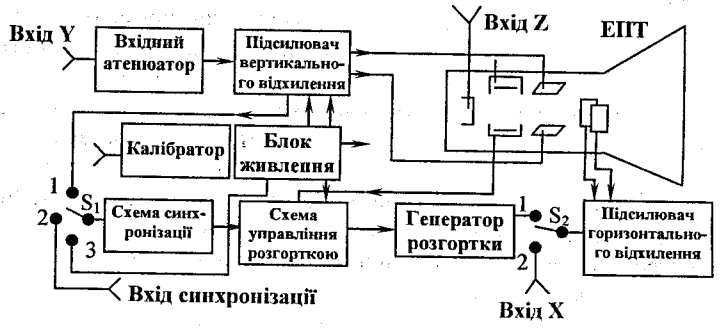


Рисунок 3.35

Якщо період напруги розгортки T_p дорівнював би $2T_c$, напруга розгортки змінювалась би по штрих-пунктирній лінії. На екрані осцилографа вмістилося б дві хвилі досліджуваної синусоїдної напруги. Для одержання нерухомого зображення на екрані осцилографа потрібно, щоб період T_p був в ціле число n разів більший за період T_c: $T_p = nT_c$. Крім того, необхідно, щоб розгортка починалась кожного разу в момент часу, який відповідає одній і тій самій фазі сигналу, наприклад, в момент t_0 на рис.3.32. Це означає, що напруги сигналу та розгортки повинні змінюватись у часі синхронно, тобто ці напруги повинні бути синхронізовані між собою.

І ще необхідно, щоб за час зміни напруги u_p від максимального додатного до максимального від'ємного значення пучок електронів (електронний промінь) не потрапляв на екран, інакше буде видно на екрані горизонтальну лінію (під час зворотного ходу променя).

Досліджувана напруга подається на вхід Y каналу вертикального відхилення. За допомогою вхідного атенюатора вхідна напруга зменшується до такого значення, щоб вона могла бути без спотворень підсилена підсилювачем вертикального відхилення, напруга з виходу якого потрапляє на вертикально-відхиляючі пластини. З підсилювача вертикального відхилення в моменти $(t_0+n2\pi)$, де n = 0, 1, 2... (див. рис. 3.35) в положенні 1 перемикача S_1 подається короткий імпульс, який запускає схему синхронізації. Сигнал зі схеми синхронізації надходить на вхід схеми управління розгорткою і далі на генератор пилкоподібної напруги, через

перемикач S_2 в положенні 1 на підсилювач горизонтального відхилення і, нарешті, на горизонтально-відхиляючі пластини ВПТ.

Якщо для запуску схеми синхронізації використовується досліджуваний сигнал (ключ S_1 в положенні 1), то така синхронізація називається внутрішньою, при положенні 2 ключа S_1 синхронізація може бути здійснена зовнішнім сигналом, а в положенні 3 ключа S_1 – напругою мережі живлення.

В положенні 1 перемикача S_2 напруга з генератора, яка змінюється лінійно, надходить на вхід підсилювача горизонтальної напруги і далі на горизонтально-відхиляючі пластини для розгортки у часі досліджуваної напруги. У положенні 2 перемикача S_2 на вхід підсилювача горизонтального відхилення можна подати напругу від іншого джерела, наприклад, для вимірювання частоти за допомогою фігур Ліссажу.

Для контролю за коефіцієнтами вертикального та горизонтального відхилення та їх коректування у багатьох осцилографах є калібратор – генератор, який виробляє стабільну за амплітудою та частотою напругу.

На вхід Z подаються сигнали, за допомогою яких можна промодулювати досліджувану напругу за яскравістю світіння, тобто накласти "мітки" на досліджуваний сигнал.

Промисловістю випускається велика кількість осцилографів різного призначення та з різноманітними характеристиками. Осцилографи поділяються на універсальні, швидкісні, стробоскопічні, запам'ятовувальні, багатопроменеві, спеціальні. Найбільш розповсюдженими є універсальні.

3.8 Світлопроменевий осцилограф

Світлопроменеві осцилографи являють собою електромеханічні прилади, призначені для реєстрації та спостережень змінних у часі електричних сигналів за допомогою світлового променя.

Вони застосовуються для дослідження процесів з верхньою частотою, яка не перевищує 30 кГц. Перевагою цих приладів є простота побудови, можливість реєстрації великого числа (до 36) процесів.

Основними вузлами найбільш розповсюджених світлопроменевих осцилографів є: магнітний блок з осцилографічними гальванометрами (ОГ), оптична система, пристрій розгортки та відмітник часу.

Побудова та принцип дії світлопроменевого осцилографа пояснюються схемою на рис. 3.36.

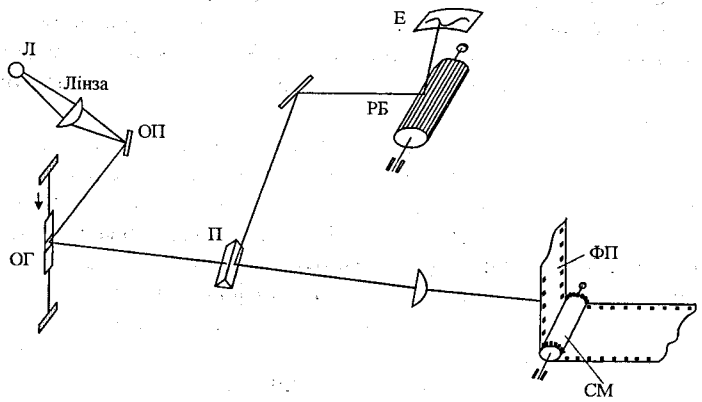


Рисунок 3.36

Тонкий промінь світла за допомогою оптичного пристрою від лампочки Л направляється на дзеркальце осцилографічного гальванометра ОГ. Осцилографічний гальванометр являє собою закріплену на розтяжках мініатюрну рухому рамку магнітоелектричного вимірювального механізму, поміщену в металевий немагнітний кожух з полюсними наконечниками з магнітом'якого матеріалу. Звичайно зовнішній діаметр кожуха дорівнює 6 мм. Така конструкція гальванометра з кожухом та ручкою для встановлення в гнізда магнітного блока називається гальванометром–вставкою. Магнітний блок складається з одного спільного для декількох вставок постійного магніту з магнітопроводом з гніздами для вставок. Таким чином, рамка ОГ знаходиться в сильному магнітному полі постійного магніту.

Промінь світла від дзеркальця ОГ, проходячи через призму П, розділяється на два, один з них потрапляє на фотоплівку, яка рухається із швидкістю V, а другий – спочатку на гранований дзеркальний барабан розгортки РБ, а потім – на матовий екран Е. При протіканні струму *i*, зв'язаного з досліджуваним процесом, через рамку ОГ, вона відхиляється. Ці відхилення фіксуються на фотоплівці ФП і спостерігаються на екрані Е. Стрічкопротяжний механізм для фотоплівки і дзеркальний барабан приводяться в рух двигуном.

В деяких світлопроменевих осцилографах екран для спостереження за процесом відсутній. В таких осцилографах здійснюється тільки реєстрація процесів на фотоносії.

Для вибору масштабу часу застосовуються спеціальні відмітники часу, за допомогою яких на носій наносяться мітки через певні інтервали часу. Інтервали між мітками на носієві залежать від швидкості руху носія V, яка задається двигуном з редуктором. При наявності багатоступеневого редуктора можна вибрати швидкість носія, обертання дзеркального барабана та частоту міток, відповідні частоти досліджуваного сигналу.

В даний час з'явились світлопроменеві осцилографи, у яких замість ОГ використовуються мініатюрні електронно-променеві трубки. Це дозволяє реєструвати процеси з широким частотним спектром (до 100 кГц). Прикладом такого осцилографа може служити осцилограф типу НО63. У ньому є сім ЕПТ, одна з яких використовується для одержання міток часу. Недолік такого осцилографа – низька чутливість (0,14 мм/В).

Контрольні питання

1. **Поясніть принцип одержання нерухомого зображення на екрані електронно-променевої трубки.**
2. **Наведіть структурну схему електронно-променевого осцилографа. Розкрийте призначення кожного блока осцилографа.**
3. **Який елемент виконує функції розгортки? Покажіть форму сигналу на виході генератора розгортки.**
4. **Наведіть методику вимірювання тривалості імпульсу, періоду, частоти, різниці фаз, амплітуди за допомогою осцилографа.**
5. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії світлопроменевого осцилографа.**
6. **Який елемент виконує функції розгортки в цьому осцилографі?**
7. **До якої системи електромеханічних вимірювальних перетворювачів відносять осцилографічний гальванометр?**
8. **Які переваги і недоліки світлопроменевого осцилографа порівняно з електронно-променевим?**
9. **Наведіть методику вимірювання амплітуди, тривалості імпульсу і паузи, періоду і частоти за допомогою осцилографа.**

Розділ 4 ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

Цифровими називаються такі вимірювальні прилади, в яких вимірювана величина автоматично в результаті квантування, дискретизації, порівняння, цифрового кодування і відповідних обчислень постає у вигляді коду.

4.1 Квантування і дискретизація. Похибки цифрових вимірювальних приладів

Принцип роботи цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) засновано на дискретному відображенні неперервних величин (рис. 4.1).

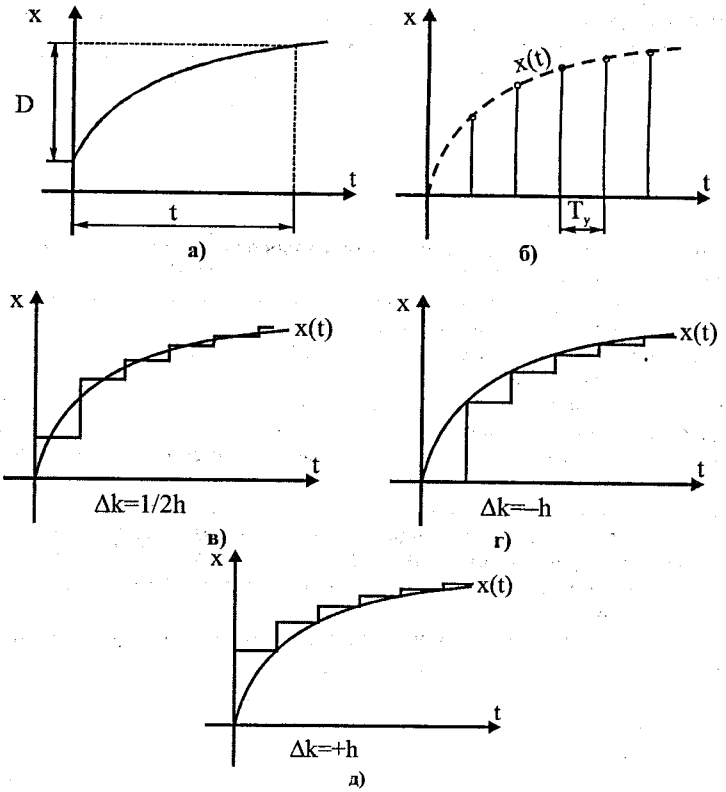


Рисунок 4.1

Величина може бути неперервною або за значенням, або у часі.

Величина, неперервна за значенням і перервна у часі, називається дискретизованою (рис. 4.1, б).

Значення дискретизованої величини відрізняється від нуля тільки в певні моменти часу.

Процес перетворення неперервної у часі величини в дискретизовану шляхом збереження її миттєвих значень тільки в детерміновані моменти часу $t_1, t_2,...t_n$ називається дискретизацією.

Кроком дискретизації $T_д$ називається проміжок часу між двома сусідніми миттєвими значеннями сигналу. Крок дискретизації може бути постійним або змінним.

Величина, неперервна в часі і перервна за значенням, називається квантованою (рис. 4.1, в).

Вимірювальне перетворення аналогової величини у ступінчасто-змінювану із заданими розмірами квантів називається квантуванням.

Кроком квантування h називається різниця між двома сусідніми заданими значеннями квантованої величини. Крок квантування може бути змінним або постійним.

Неперервна величина може бути дискретизованою в часі і квантованою за значенням (рис. 4.1, г, д). Аналогова величина X(t) після квантування за рівнем і дискретизацією у часі в ЦВП обмежується кількістю значень цифрового відлікового пристрою. Як наслідок, у результаті квантування і дискретизації втрачається інформація, що є причиною виникнення похибок квантування і дискретизації.

Основні похибки цифрових вимірювальних приладів складаються з похибок квантування ΔX_k, дискретизації $\Delta X_д$ і інструментальної ΔX_i:

$$\Delta X_{ЦВП} = f(\Delta X_k, \Delta X_Д, \Delta X_i). \qquad (4.1)$$

Похибка квантування ΔX_k – це методична похибка, що виникає через обмежене число рівнів квантування h внаслідок заміни неперервної величини квантованою:

$$\Delta X_k = \frac{1}{2} h. \qquad (4.2)$$

Похибка ΔX_k належить до статичних. Шлях зменшення цієї похибки – зменшення h. Звести похибку квантування до нуля неможливо, тому що $\Delta X_k = 0$, тільки коли $h = 0$. За такої умови квантова величина буде аналоговою (неперервною). Тому похибка квантування є ще й методичною похибкою.

У процесі вимірювання фізичної величини виникає і динамічна похибка, що дорівнює різниці між вихідним кодом приладу і дійсним значенням вимірюваної величини в момент часу, який розглядається (за

умови, що статична похибка дорівнює нулю). Динамічна похибка, зумовлена обмеженим часом вимірювання $T_{вим} = T_Д$, протягом якого вимірювана величина може значно змінюватися.

Динамічна похибка – це похибка, що виникає внаслідок зміни вимірюваної величини під час вимірювань:

$$\Delta X_Д = \frac{1}{2} T_Д \frac{dX}{dt}, \qquad (4.3)$$

де $T_Д$ – крок дискретизації; $\frac{dX}{dt}$ – швидкість зміни вихідної величини.

З цього виразу випливає, що динамічна похибка залежить від швидкості зміни вимірюваної величини і від кроку дискретизації. Ці складові і є шляхами зменшення похибки дискретизації.

Похибки, пов'язані або викликані порогом чутливості пристрою порівняння або його нестабільністю, похибки від впливу завад на елементи цифрових вимірювальних приладів складають інструментальні похибки ΔX_i. Дану складову похибки описати аналітично неможливо, її оцінюють тільки експериментально.

4.2 Класифікація цифрових вимірювальних приладів

Класифікація ЦВП аналогічна класифікації методів прямих вимірювань, які поділяються на методи зіставлення і зрівноважування. Відповідно, залежно від методу вимірювання, який реалізується, ЦВП поділяються на прилади зіставлення і зрівноважування. Структурні схеми ЦВП зіставлення розімкнені, а ЦВП зрівноважування – замкнені.

Структурна схема ЦВП розімкненого типу містить ряд послідовно ввімкнених вимірювальних перетворювачів, кожний з яких може бути охоплений власним зворотним зв'язком. Характерною особливістю структури таких вимірювальних пристроїв є відсутність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід. Засоби вимірювання цього типу характеризуються високою швидкодією і більшою похибкою порівняно з ЦВП зрівноважування.

Характерною рисою структури замкненого типу є наявність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід, тобто вхідна процесу перетворювання зрівноважується вихідною величиною. Зрівноважування в ЦВП здійснюється за алгоритмом послідовного наближення або порозрядного зрівноваження. Окремим випадком послідовного наближення є слідкувальне зрівноважування, при якому компенсувальна величина постійно слідкує за змінами вхідної величини.

У цифрових приладах послідовного наближення і порозрядного зрівноваження компенсувальна величина змінюється примусово циклами, які повторюються за раніше заданою програмою в бік збільшення чи зменшення керувальним автоматом і мірою.

В інформаційно-вимірювальній техніці переважного значення набув розвиток засобів вимірювань електричних величин (напруги, частоти, різниці фаз, параметрів електричних кіл), оскільки більшість фізичних величин у процесі вимірювання перетворюються на електричні, як найбільш зручні для передавання, порівняння, відтворення і вимірювання. Отже, за видом вхідної (вимірюваної) величини ЦВП поділяються на цифрові частотоміри, фазометри, вольтметри та вимірювачі параметрів електричних кіл. Якщо X є аналоговою величиною, зручною для квантування, тобто інтервалом часу t_X, частотою f_X, фазою φ_X або напругою U_X, то застосовують розімкнену схему цифрового приладу зіставлення з перетворювачем t_X – код, f_X – код, φ_X – код або U_X – код.

Контрольні питання

1. **Дайте поняття цифрових вимірювальних приладів.**
2. **Яку фізичну величину називають аналоговою?**
3. **Яку ФВ називають дискретизованою? Дайте поняття дискретизації.**
4. **Що таке крок дискретизації? Чому виникає похибка дискретизації?**
5. **В зв'язку з чим похибку дискретизації відносять до методичних динамічних похибок?**
6. **Вкажіть шляхи зменшення похибки дискретизації.**
7. **Чи можливо похибку дискретизації зменшити до нуля?**
8. **Яку ФВ називають квантованою? Дайте поняття квантування.**
9. **Наведіть три можливих методи квантування.**
10. **Дайте поняття кроку квантування. Чому виникає похибка квантування?**
11. **В зв'язку з чим похибку квантування відносять до методичних статичних похибок?**
12. **Вкажіть шляхи зменшення похибки квантування.**
13. **Чи можливо похибку квантування зменшити до нуля?**
14. **Наведіть класифікацію ЦВП та особливості їхніх структурних схем.**

4.3 Цифрові частотоміри

Частота f періодичного сигналу – це фізична величина, значення якої визначають кількістю коливань за одиницю часу.

Виходячи з поняття частоти структурна схема частотоміра має складатися з трьох основних блоків:

- блок формування зразкового часового інтервалу (одиниця часу);
- пристрій квантування зразкового часового інтервалу імпульсами вимірюваної частоти;

- блок підрахунку імпульсів невідомої частоти за зразковий часовий інтервал.

Засіб вимірювання, заснований на даному підході, реалізовує прямий метод вимірювання. В зв'язку з тим, що результат вимірювання є середнє значення виміряної частоти за одиницю часу, то він отримав назву частотоміра середніх значень.

Значення частоти можна отримати і опосередковано

$$f_X = \frac{1}{T_X}$$

шляхом квантування невідомого періоду вимірюваної частоти f_X імпульсами зразкової частоти. Оскільки виміряне значення за цим методом отримують в кожному періоді, то такий засіб вимірювання отримав назву частотоміра миттєвих значень.

4.3.1 Цифровий частотомір середніх значень

Принцип дії цифрового частотоміра середніх значень засновано на підрахунку кількості імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий часовий інтервал t_0, який формується зразковою мірою часу.

Структурну схему цифрового частотоміра середніх значень наведено на рис. 4.2, а часові діаграми його роботи – на рис. 4.3.

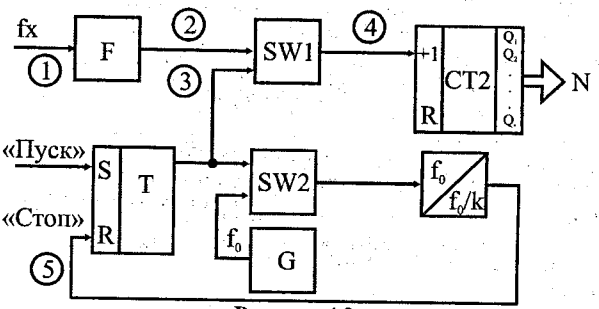


Рисунок 4.2

Структурна схема частотоміра містить такі основні блоки. Зразкову міру часу ЗМЧ (Т – RS – тригер, SW2 – схема збігу, G – генератор зразкової частоти, ПЧ – подільник частоти, що формує зразковий часовий інтервал t_0).

А також вона містить двійковий лічильник СТ2, який підраховує кількість імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий інтервал часу t_0,

схема збігу SW1, де здійснюється квантування зразкового часового інтервалу імпульсами невідомої частоти, формувач імпульсів F, який із вхідних синусоїдних сигналів формує прямокутні імпульси, калібровані за амплітудою і тривалістю.

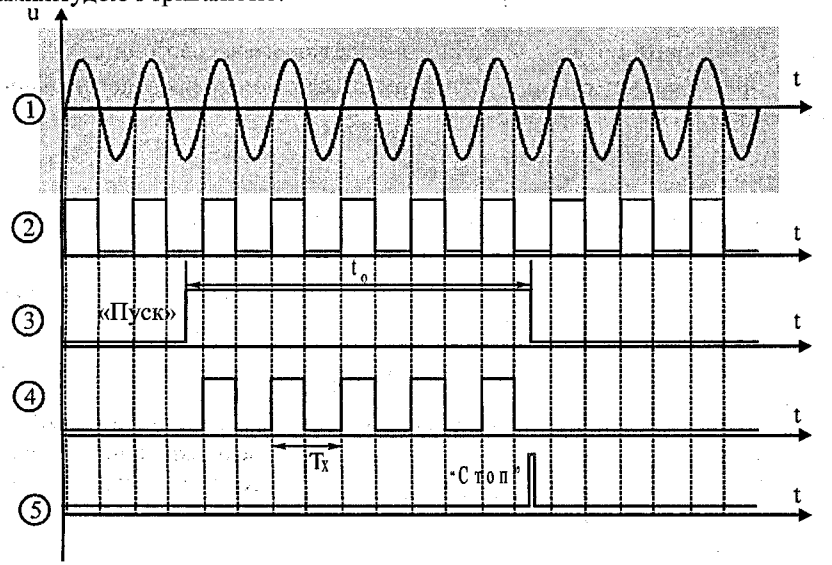


Рисунок 4.3

Вихідне положення. RS-тригер Т і тригери двійкового лічильника СТ2 знаходяться у стані логічного «0». Рівнем логічного нуля закриті схеми збігу SW1 і SW2. Тому імпульси вимірюваної частоти f_x не надходять на вхід лічильника СТ2, а імпульси зразкової частоти f_0 – на вхід подільника частоти ПЧ.

Вимірювання. За командою "Пуск" тригер Т приймає стан логічної одиниці і таким чином відкриває схеми збігу SW1 і SW2. Імпульси, які проходять із частотою f_x через формувач F і відкриту схему SW1, надходять на вхід двійкового лічильника СТ2, який здійснює їх підрахунок. В цей самий момент часу через відкриту схему SW2 імпульси f_0 із виходу генератора G зразкової частоти надходять на вхід подільника частоти, коефіцієнт ділення якого розраховують з урахуванням забезпечення потрібного часового інтервалу t_0.

Після закінчення формування зразкового часового інтервалу подільником частоти заднім фронтом імпульсу t_0 (точка 3) тригер Т встановлюється у стан логічного нуля, схеми збігу SW1 і SW2 закриваються і в

лічильнику СТ2 фіксується код N. Кількість імпульсів невідомої частоти, які підраховує двійковий лічильник за час t_0, визначається так:

$$N_i = \int_{t_1}^{t_2} T_x \, dt = \frac{t_0}{T_x} = t_0 f_x, \qquad (4.4)$$

де t_1, t_2 - моменти початку та закінчення зразкового часового інтервалу.

Зразковий часовий інтервал формується в подільнику частоти і визначається таким добутком

$$t_0 = k T_0 = \frac{k}{f_0}, \qquad (4.5)$$

де k - коефіцієнт ділення подільника частоти; T_0 - період імпульсів зразкової частоти f_0.

Тоді остаточне рівняння перетворення цифрового частотоміра середніх значень матиме вигляд:

$$N_F = k T_0 f_x = \frac{k f_x}{f_0}. \qquad (4.6)$$

Подане співвідношення є рівнянням перетворювання частотоміра, оскільки воно характеризує, яким чином пов'язані між собою вихідна N_F і вхідна f_x величини. Статична характеристика цифрового частотоміра середніх значень лінійна (рис. 4.4).

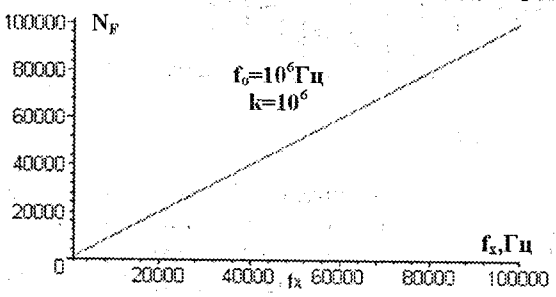


Рисунок 4.4

У цифровому вимірювальному приладі за умови постійної абсолютної похибки в діапазоні зміни вимірюваної величини межа допуску основної похибки нормується у вигляді максимальної зведеної похибки

$$\delta = \frac{\Delta}{X_H} \cdot 100\,\% = \frac{1}{N} \cdot 100\,\%. \qquad (4.7)$$

З урахуванням цього, рівняння похибки квантування цифрового частотоміра середніх значень подамо у вигляді

$$\delta_{kF} = \frac{1}{N_F} \cdot 100\,\% = \frac{f_0}{k f_x} \cdot 100\,\%. \qquad (4.8)$$

Аналіз наведеного рівняння показує, що похибка квантування суттєво залежить від вимірюваної величини (рис. 4.5).

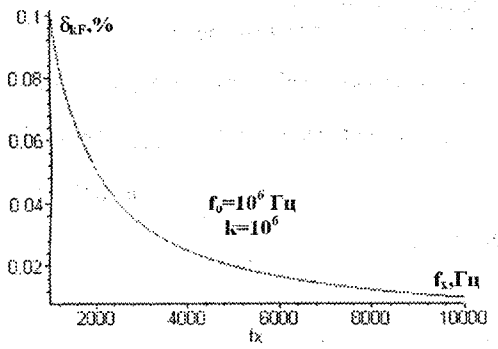


Рисунок 4.5

Під час вимірювання низьких частот похибка велика, і тому область застосування таких частотомірів – вимірювання середніх частот (>1000 Гц). Крім того, похибка квантування залежить також від величини зразкового часового інтервалу, який визначається коефіцієнтом k подільника частоти. Похибка квантування зменшується при збільшенні зразкового часового інтервалу t_0. Однак, збільшення t_0 призводить до зростання часу вимірювання, а, отже, до зниження швидкодії. Оскільки δ_k зменшується при збільшенні f_x, то такі частотоміри ефективні в області середніх і високих частот (від одиниць кілогерц до десятків мегагерц).

Другою складовою похибки вимірювання частоти є похибка зразкової міри часу $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення значення t_0 і його наступними часовими та температурними змінами.

Визначимо нижню межу вимірювання $f_{x\,min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{кн}$:

$$\delta_{кн} = \frac{100\% f_0}{k f_{x\,min}} \Rightarrow f_{x\,min} = \frac{f_0}{k \delta_{кн}} 100\%. \qquad (4.9)$$

Знайдемо верхню межу вимірювання частотоміра середніх значень. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{max} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{max} в рівняння перетворення частотоміра і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$f_{x\,max} = \frac{2^n f_0}{k}. \qquad (4.10)$$

Цифрові частотоміри цього типу вимірюють за час t_0 середнє значення частоти f_x. Тому їх називають частотомірами середніх значень.

В області низьких і інфранизьких частот більш ефективні частотоміри, які базуються на квантуванні вимірюваного періоду.

Контрольні питання і завдання

1. **Дайте поняття частоти, одиниці вимірювання частоти.**
2. **В чому суть прямого і опосередкованого методів вимірювання частоти?**
3. **З яких основних блоків складається частотомір?**
4. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи частотоміра середніх значень.**
5. **Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи частотоміра середніх значень.**
6. **Опишіть принцип дії частотоміра, користуючись структурною схемою і часовими діаграмами.**
7. **Яке призначення зразкової міри часу? Поясніть, за допомогою яких елементів формують зразковий часовий інтервал t_0? Чи впливає його стабільність на значення похибки квантування?**
8. **Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для частотоміра середніх значень.**
9. **Вкажіть шляхи зменшення похибки квантування.**
10. **Виведіть аналітичні залежності для оцінювання нижньої і верхньої межі вимірювання.**
11. **Поясніть, якими параметрами схеми обмежені нижня і верхні межі вимірювання.**
12. **Який частотомір називають частотоміром середніх значень?**
13. **За допомогою частотоміра середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра f_x = 10 кГц. Частота зразкового генератора f_0=1 МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти k=1 000 000. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити відносну похибку квантування.**
14. **За допомогою частотоміра середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра f_x = 10 кГц. Частота зразкового генератора f_0=1 МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти k=1 000 000. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити верхню межу вимірювання даного каналу, для шістнадцятирозрядного двійкового лічильника.**
15. **За допомогою вимірювального каналу частоти середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра f_x = 10 кГц. Частота зразкового генератора f_0 = 1 МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти k = 1 000 000. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити нижню межу вимірювання даного каналу, для якої нормоване значення похибки квантування не перевищує 0,1 %.**

4.3.2 Цифровий періодомір (частотомір миттєвих значень)

У частотно-вимірювальній техніці основною характеристикою періодичного сигналу є період.

Періодом T періодичного сигналу називається найменший інтервал часу, через який регулярно послідовно повторюється довільно вибране миттєве значення періодичного сигналу u(t).

З математичної точки зору це інтерпретується так: період T – найменший інтервал часу, що відповідає рівнянню u(t+iT)= u(t), де i – будь-яке ціле число.

Принцип дії цифрового періодоміра заснований на квантуванні невідомого періоду сигналу Tx імпульсами зразкової частоти f_0, що їх формує зразкова міра частоти (ЗМЧ).

Структурна схема цифрового періодоміра наведена на рис. 4.6, а часові діаграми, що пояснюють принцип його роботи, наведені на рис. 4.7.

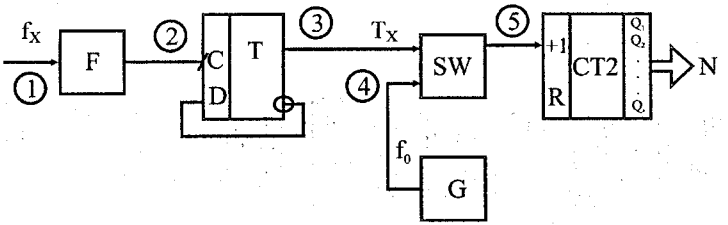


Рисунок 4.6

Основними елементами наведеної структури є формувач F, пристрій виділення періоду ПВП, генератор зразкової частоти G, схема збігу SW, двійковий лічильник CT2, перетворювач коду N_T/N_f і цифровий відліковий пристрій. Калібровані за амплітудою і тривалістю імпульси з виходу формувача F надходять на вхід пристрою виділення періоду. ПВП являє собою лічильний тригер T, на прямому виході якого з імпульсів із частотою f_x формується період T_x, що вимірюється. Період T_x у схемі збігу SW квантується імпульсами зразкової частоти f_0.

Протягом кожного періоду T_x схема SW відкрита одиничним рівнем цього сигналу. Імпульси f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід лічильника CT2. У лічильнику після закінчення кожного періоду T_x формується код

$$N_T = \int_{t_1}^{t_2} T_0\,dt = \frac{T_x}{T_0} = T_x f_0 = \frac{f_0}{f_x}. \qquad (4.11)$$

Останнє співвідношення є рівнянням перетворення цифрового періодоміра (цифрового частотоміра миттєвих значень), графічне подання (статична характеристика) якого наведено на рис. 4.8.

Значення похибки квантування цифрового періодоміра визначається так

$$\delta_{kT} = \frac{1}{N}100\% = \frac{1}{T_x f_0}100\% = \frac{f_x}{f_0}100\%. \qquad (4.12)$$

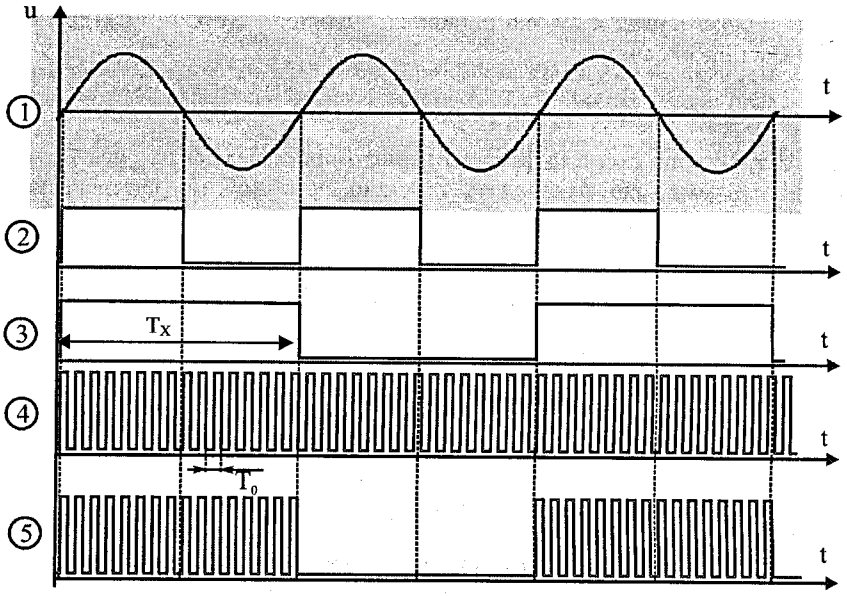


Рисунок 4.7

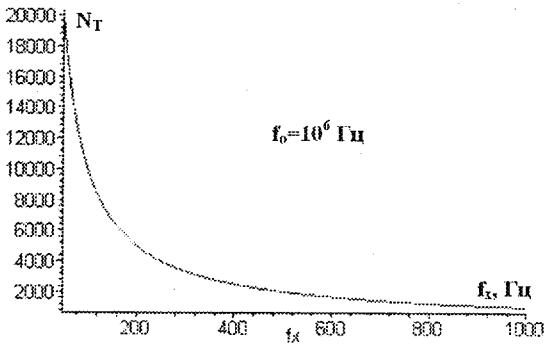


Рисунок 4.8

Аналіз рівняння похибки квантування (рис. 4.9) показує, що можливим шляхом зменшення $\delta_{кТ}$ є збільшення частоти квантування f_0 і вимірюваної величини T_x.

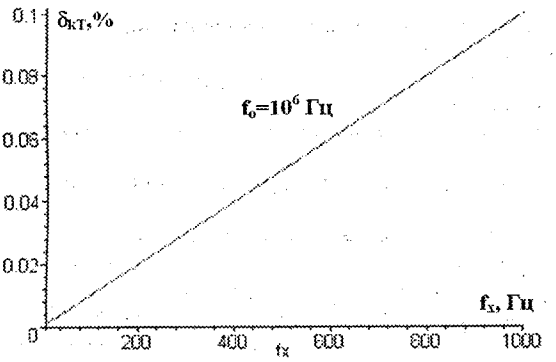


Рисунок 4.9

Збільшення частоти f_0 обмежене швидкодією елементної бази, на якій реалізується частотомір. Тому для зменшення цієї складової похибки для фіксованих T_0 і T_x квантують не один, а декілька періодів невідомої частоти.

Крім похибки квантування в частотомірі миттєвих значень виникає похибка $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення частоти генератора G, її часовою і температурною нестабільностями, а також похибкою виділення періоду.

Доповнивши структуру періодоміра перетворювачем N_T/N_f, в якому виконується операція $1/T_x$, одержують схему цифрового частотоміра миттєвих значень.

Знайдемо нижню і верхню межі вимірювань. Нижня межа вимірювань обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника і визначається

$$N_{max}=\frac{f_0}{f_x} \Rightarrow 2^n=\frac{f_0}{f_{xmin}} \Rightarrow f_{xmin}=\frac{f_0}{2^n}. \qquad (4.13)$$

Для визначення верхньої межі вимірювання задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k=\delta_{кн}$ і знайдемо $f_{x\,max}$:

$$\delta_{кн}=\frac{f_{xmax}}{f_0}100\% \Rightarrow f_{xmax}=\frac{\delta_{кн}\,f_0}{100\%}. \qquad (4.14)$$

Галузь застосування цифрового частотоміра миттєвих значень – вимірювання низьких та інфранизьких частот (до одиниць кілогерц).

Контрольні питання і завдання

1. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи частотоміра миттєвих значень.**
2. **Наведіть структурну схему, часові діаграми та принцип дії частотоміра миттєвих значень.**
3. **Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для частотоміра миттєвих значень.**
4. **Виведіть аналітичні залежності для оцінювання нижньої і верхньої межі вимірювання.**
5. **Покажіть шляхи зменшення похибки квантування.**
6. **Частотоміром миттєвих значень здійснено вимірювання частоти f_x. Частота квантування $f_0 = 1$ МГц. Визначити нижню межу вимірювання $f_{x\,min}$, якщо в структурній схемі каналу застосовано бінарний лічильник розрядністю n = 16. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра.**
7. **Частотоміром миттєвих значень проведено вимірювання частоти f_x. При цьому частота квантування $f_0 = 100$ кГц, а кількість імпульсів у двійковому лічильнику N = 1000. Необхідно навести структурну схему та часові діаграми роботи та визначити значення вимірюваної частоти.**
8. **Частотоміром миттєвих значень здійснено вимірювання частоти f_x. Частота квантування $f_0 = 10$ МГц. Визначити верхню межу вимірювання $f_{x\,max}$, для якої відносна похибка квантування не перевищує $\delta_k \le 0{,}1$ %. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра.**
9. **Частотоміром миттєвих значень проведено вимірювання частоти $f_x = 50$ Гц. При цьому частота квантування $f_0 = 1000$ кГц. Необхідно навести структурну схему та часові діаграми роботи та визначити відносну похибку квантування.**

4.4 Цифрові фазометри

Фаза (від латинського phasis – «поява») – характеризує стан коливального процесу в кожен момент часу.

Різницею фаз φ_x двох гармонічних коливань

$$u_1(t) = U_{m1}\sin(\omega t + \varphi_1) \text{ і}$$
$$u_2(t) = U_{m2}\sin(\omega t + \varphi_2)$$

називають різницю їхніх початкових фаз $\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1$ при однаковій частоті.

Одним із методів вимірювання різниці фаз є її перетворення в часовий інтервал.

Якщо здійснювати перетворення $\varphi_X \to t_X$ в кожному періоді вимірюваної величини і квантувати часовий інтервал t_X імпульсами зразкової частоти, то матимемо цифровий фазометр миттєвих значень.

За умови, що отримані в кожному періоді миттєві значення різниці

фаз усереднюються протягом зразкового часового інтервалу (часу вимірювання), отримують цифровий фазометр середніх значень.

4.4.1 Цифровий фазометр миттєвих значень

Принцип дії цифрових фазометрів заснований на перетворенні різниці фаз двох періодичних сигналів однакової частоти у часовий інтервал t_x із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0.

Структурну схему цифрового фазометра миттєвих значень наведено на рис.4.10, часові діаграми його роботи – на рис. 4.11.

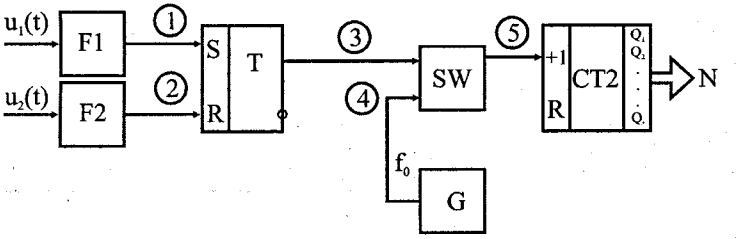


Рисунок 4.10

Основними елементами фазометра є два формувача F_1 і F_2, RS – тригер, схема збігу SW, генератор G, двійковий лічильник CT2 і цифровий відліковий пристрій.

Перетворення різниці фаз двох електричних сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ із частотою f_x у часовий інтервал t_x здійснюють відповідні формувачі F_1, F_2 і RS-тригер T. Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 відбувається за допомогою схеми збігу SW.

Вихідне положення. Тригер T і тригери двійкового лічильника CT2 знаходяться у стані логічного "0". Рівнем логічного нуля закрита схема збігу SW. Тому імпульси зразкової частоти f_0 не надходять на вхід двійкового лічильника. Не відбувається процес квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0.

Вимірювання. У момент переходу напруги $u_1(t)$ через рівень нуля на виході формувача F_1 формується короткий імпульс, що встановлює тригер T в стан логічної одиниці. Цим рівнем відкривається схема SW, і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на CT2. У лічильнику CT2 відбувається підрахунок імпульсів f_0.

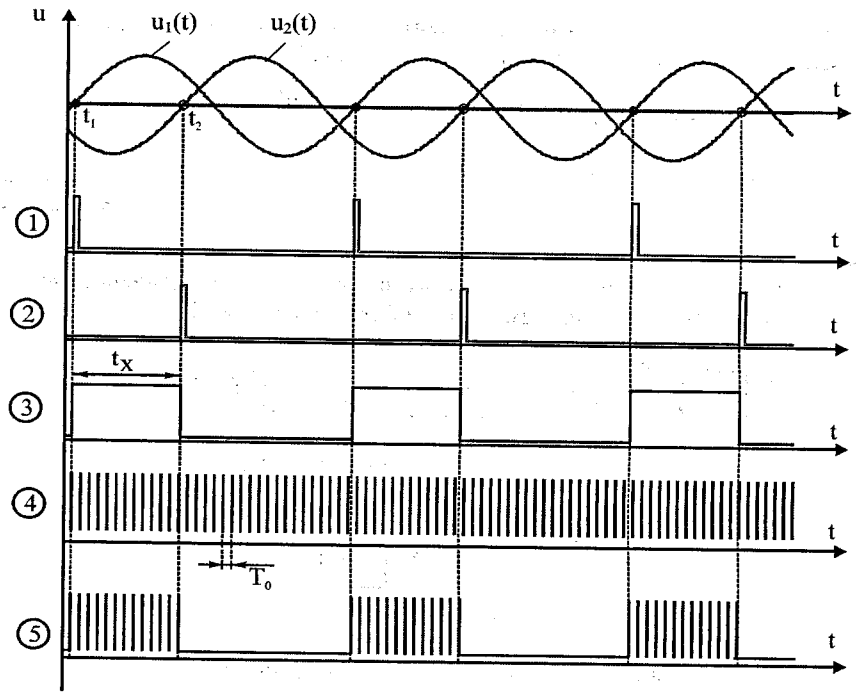


Рисунок 4.11

Цей процес відбувається доти, доки напруга $u_2(t)$ не перейде рівень нуля. В момент переходу $u_2(t)$ через нульовий рівень на виході формувача F_2 формується короткий імпульс, що встановлює тригер Т в стан логічного нуля. Цим рівнем закривається схема SW, і припиняється надходження імпульсів із частотою f_0 на вхід лічильника СТ2.

Кількість імпульсів із частотою f_0, що надійшли до лічильника СТ2 за часовий інтервал t_x, визначається як

$$N_{фм} = \int_{t_1}^{t_2} T_0 \, dt = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0 . \qquad (4.15)$$

Оскільки різниця фаз φ_x, що вимірюється, є різницею початкових фаз напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$

$$\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega t_x = 2\pi f_x t_x , \qquad (4.16)$$

то рівняння перетворення цифрового фазометра миттєвих значень матиме вигляд (статична характеристика наведена на рис. 4.12)

$$N_{фм} = t_x f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{f_0}{f_x}\varphi_x. \qquad (4.17)$$

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра миттєвих значень подається таким співвідношенням

$$\delta_{фм} = \frac{1}{N_{фм}} \cdot 100\,\% = \frac{2\pi}{\varphi_x}\cdot\frac{f_x}{f_0}\cdot 100\,\%. \qquad (4.18)$$

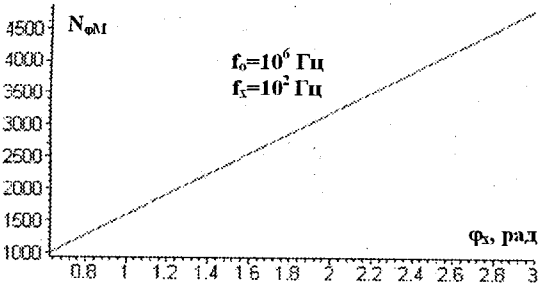


Рисунок 4.12

Аналіз рівняння похибки квантування (рис. 4.13) показує, що результати вимірювань залежать від частоти вхідних сигналів f_x при постійних $f_0 = \text{const}$ та $\varphi_x = \text{const}$.

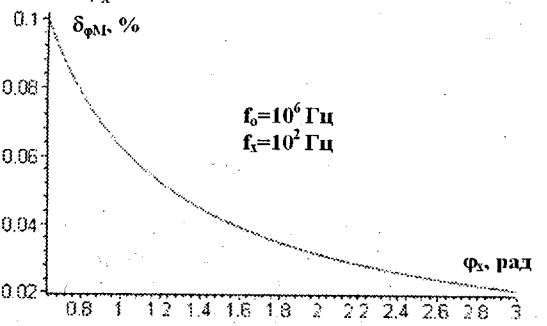


Рисунок 4.13

Для усунення цього недоліку застосовують усереднення вимірюваних інтервалів t_x протягом часу вимірювання $t_в$.

4.4.2 Цифровий фазометр середніх значень

Правило. **Для того, щоб реалізувати структурну схему цифрового фазометра середніх значень необхідно структурну схему фазометра миттєвих зна-**

чень доповнити зразковою мірою часу (ЗМЧ).

Взявши за базову структурну схему цифрового фазометра миттєвих значень (рис. 4.10) і доповнивши її структурною схемою зразкової міри часу (рис. 4.2 – нижня частина схеми), отримуємо структурну схему цифрового фазометра середніх значень (рис. 4.14).

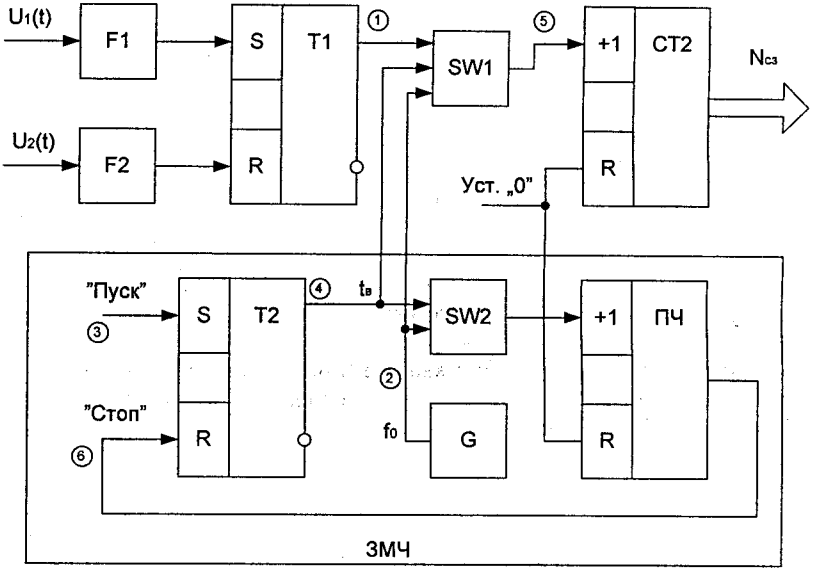


Рисунок 4.14

На рис. 4.15 наведено часові діаграми роботи даного фазометра.

Вихідне положення. Тригери Т1, Т2 і тригери двійкового лічильника СТ2 та подільника частоти ПЧ знаходяться в стані логічного "0". Рівнями логічного нуля закриті схеми збігу SW1 і SW2. Після подачі напруги живлення на виході тригера формуються прямокутні імпульси, тривалість яких пропорційна вимірюваній різниці фаз φ_x (точка 1 на часовій діаграмі). Працює також генератор зразкової частоти f_0 (точка 2 на часовій діаграмі), але не відбувається процес квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0. Тому на виходах схем SW1 і SW2 відсутні імпульси.

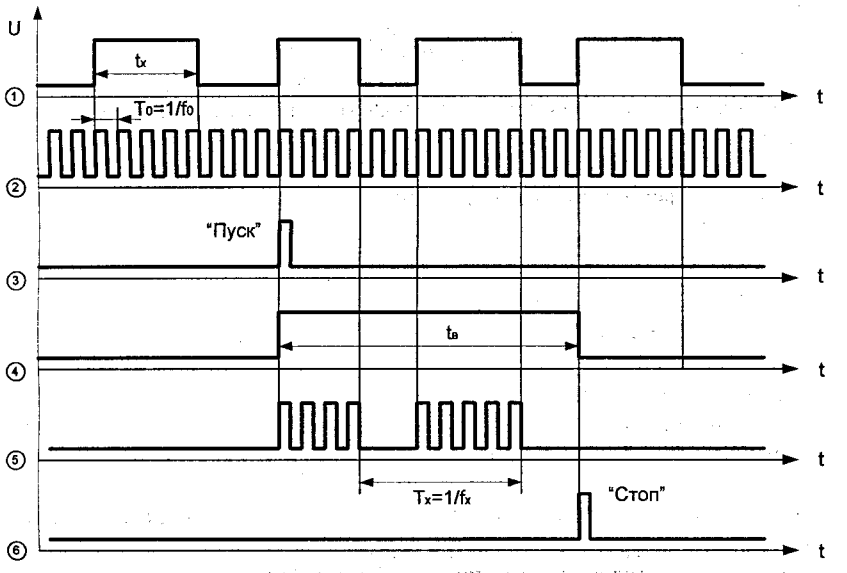


Рисунок 4.15

Вимірювання. За сигналом «Пуск» (точка 3) тригер Т2 зразкової міри часу переходить до стану логічної одиниці (точка 4) і відкриває раніше закриті SW1 і SW2.

Верхня частина схеми являє собою фазометр миттєвих значень, в якому кількість імпульсів із частотою f_0, що надійшли до лічильника СТ2 за часовий інтервал t_x, визначається як

$$N_{фм} = t_x f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{f_0}{f_x}\varphi_x .$$

Нижня частина схеми (зразкова міра часу) формує зразковий часовий інтервал $t_в$ (див. точку 4) – час вимірювання (усереднення)

$$t_в = kT_0 = \frac{k}{f_0}. \qquad (4.19)$$

Кількість n періодів T_x, за які відбувається усереднення миттєвих значень різниці фаз за час вимірювання визначається як

$$n = \frac{t_в}{T_x} = t_в f_x = \frac{k f_x}{f_0}. \qquad (4.20)$$

Тоді рівняння перетворення для фазометра середніх значень запи-

шемо так

$$N_{фс} = N_{МЗ} \cdot n = \frac{f_0 \varphi_x}{2\pi f_x} \cdot \frac{k f_x}{f_0} = \frac{k}{2\pi} \varphi_x . \qquad (4.21)$$

Отже, отримане рівняння перетворення (4.21) і статична характеристика – лінійні.

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра середніх значень подається таким співвідношенням

$$\delta_{фс} = \frac{1}{N_{фс}} \cdot 100\,\% = \frac{2\pi}{k \varphi_x} \cdot 100\,\% . \qquad (4.22)$$

З рівняння (4.22) видно:

- єдиним шляхом зменшення похибки квантування є збільшення коефіцієнта k подільника частоти ЗМЧ. Але збільшення k веде до збільшення часу вимірювання $t_в$ і, як наслідок, до зменшення швидкодії;
- в рівнянні похибки квантування відсутнє f_0, що значно знижує вимоги до стабільності вихідних імпульсів генератора G зразкової частоти;
- в рівнянні похибки квантування відсутнє f_x, що свідчить незалежність показів цифрового фазометра середніх значень від частоти періодичних сигналів, для яких вимірюється різниця фаз φ_x.

Визначимо нижню межу вимірювання $\varphi_{x\,min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{кн}$:

$$\delta_{кн} = \frac{2\pi 100\%}{k \varphi_{x\,min}} \Rightarrow \varphi_{x\,min} = \frac{2\pi}{k \delta_{кн}} 100\% . \qquad (4.23)$$

Знайдемо верхню межу вимірювання фазометра середніх значень. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{max} = 2^n ,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{max} в рівняння перетворення фазометра і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$\varphi_{x\,max} = \frac{2^n 2\pi}{k} . \qquad (4.24)$$

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи фазометра миттєвих значень.**
2. **Наведіть поняття різниці фаз.**
3. **Які ви знаєте одиниці вимірювання різниці фаз?**
4. **Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи фазометра миттєвих значень.**
5. **Опишіть принцип його дії, одночасно користуючись структурною схе-**

мою і часовими діаграмами роботи.

6. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для фазометра миттєвих значень.
7. Чому дані фазометри отримали назву фазометрів миттєвих значень?
8. За допомогою яких елементів і де відбувається квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0?
9. Які основні недоліки притаманні даній структурній схемі?
10. Цифровим фазометром миттєвих значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг. Частота квантування $f_0 = 1$ МГц, а часовий інтервал t_x, пропорційний вимірюваному параметру дорівнює 10 мс. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть відносну похибку квантування.
11. Цифровим фазометром миттєвих значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою $f_x = 50$ Гц. Частота квантування $f_0 = 500$ кГц, кількість імпульсів які підрахував двійковий лічильник за час вимірювання, $N = 1000$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення різниці фаз.
12. Сформулюйте правило, на основі якого будують структурну схему фазометра середніх значень.
13. Наведіть структурну схему, часові діаграми та принцип дії фазометра середніх значень.
14. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для фазометра середніх значень.
15. Отримайте аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання.
16. Цифровим фазометром середніх значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг $\varphi_x = 0{,}628 \cdot 10^{-3}$ рад. Частота квантування $f_0 = 1$ МГц, а час вимірювання $t_B = 1$ с. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть відносну похибку квантування.
17. Цифровим фазометром середніх значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг $\varphi_x = 24^\circ$. Час вимірювання $t_B = 0{,}1$ с, а частота квантування $f_0 = 1$ МГц. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії. Визначіть похибку квантування.
18. Цифровий фазометр середніх значень має такі параметри: частота квантування $f_0 = 1$ МГц, розрядність двійкового лічильника $n = 18$, час вимірювання $t_B = 1$ с, нормоване значення похибки квантування $\delta_{KH} \leq 0{,}01$ %. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть нижню та верхні межі вимірювання (в градусах і в радіанах).

4.5 Цифровий вимірювач параметрів електричного кола

Принцип дії засновано на квантуванні постійної часу τ_X електричного кола, складеного з активного (R_X) і реактивного (C_X) елементів, імпульсами зразкової частоти f_0.

Структурна схема електричного кола, складеного з активного і реактивного елементів, наведена на рис. 4.16.

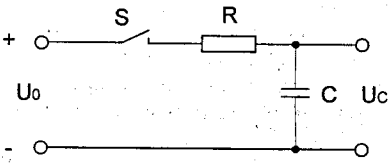


Рисунок 4.16

Основними елементами даної схеми є такі: U_0 – опорна (зразкова) напруга; S – перемикач; R – активний опір; C – конденсатор; U_C – напруга на обкладинках конденсатора.

У вихідному положенні конденсатор розряджений (U_C=0), перемикач S розімкнений.

В момент часу t_1 замикається перемикач S (рис. 4.17) і напруга на конденсаторі зростає за експоненціальним законом

$$U_C = U_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \qquad (4.25)$$

де t – поточний час.

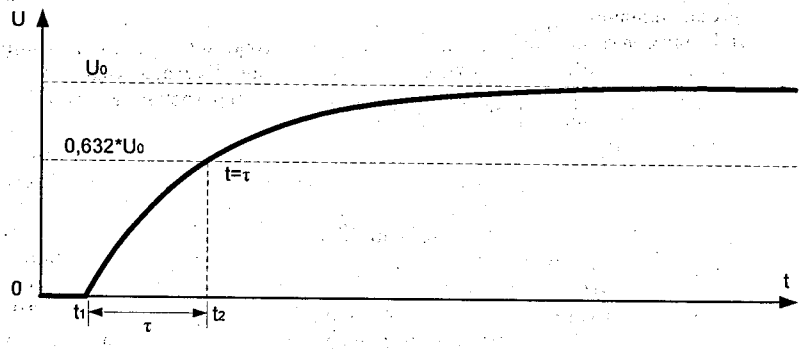


Рисунок 4.17

В момент часу $t = \tau$ напруга на конденсаторі C досягне такого значення

$$U_C = U_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = U_0\left(1 - e^{-1}\right) = U_0\left(1 - \frac{1}{e}\right) = 0{,}632 \cdot U_0. \qquad (4.26)$$

Постійна часу наведеного електричного кола визначається

$$\tau = R \cdot C.$$

Виходячи з цього, виникає задача виділення постійної часу τ – часового інтервалу $t_2 - t_1$ (рис. 4.17). Початок цього часового інтервалу (t_1) виділяється формувачем в момент замикання перемикача S (сигнал «Пуск», а кінець (t_2) – компаратором. На один вхід компаратора подається напруга $U_C(t)$, а на другому його вході необхідно сформувати подільником напруги 0,632 від значення опорної напруги U_0. В момент часу t_2, коли $(t = \tau)$, напруга $U_C(t)$ на конденсаторі досягає значення $0{,}632 \cdot U_0$, на двох входах компаратора присутні однакові напруги і він на своєму виході формує сигнал «Стоп» – кінець часового інтервалу. Якщо даний часовий інтервал проквантувати імпульсами зразкової частоти f_0, то в двійковому лічильнику буде відоме його значення N_τ.

Для реалізації вимірювача опору R_X необхідною складовою електричного кола (рис. 4.17) має бути зразковий конденсатор C_0 з відомим значенням ємності

$$\tau_X = R_X \cdot C_0, \qquad (4.27)$$

а для вимірювача ємності C_X – зразковий резистор R_0 з відомим значенням опору

$$\tau_X = R_0 \cdot C_X. \qquad (4.28)$$

Виходячи з цього, структурна схема цифрового вимірювача ємності конденсатора C_X наведена на рис. 4.18.

Основними складовими наведеної структурної схеми є схема виділення постійної часу τ_X електричного кола, складеного із зразкового резистора R_0 і конденсатора C_X, компаратора, формувача F, джерела опорної напруги U_0 ДОН і Т – RS-тригера. Часовий інтервал τ_X, який формується на прямому виході RS-тригера, квантується в схемі збігу SW імпульсами зразкової частоти f_0, кількість N яких підраховується двійковим лічильником СТ2.

Вихідне положення. Конденсатор C_X розряджений до нуля, перемикач S знаходиться в розімкненому стані, на прямому виході тригера Т – рівень логічного нуля, на першому вході компаратора – напруга, значення якої становить $0{,}632 \cdot U_0$, на другому вході компаратора $U_C = 0$.

Часові діаграми роботи цифрового вимірювача ємності конденсатора наведені на рис. 4.19.

Вимірювання. В момент часу t_1 замикається перемикач S. Опорна напруга U_0 одночасно подається на вхід формувача F і на R_0C_X – коло. В цей момент часу конденсатор C_X починає заряджатися і напруга U_{CX} на його обкладинках зростає за експоненціальним законом (4.25), а формувач F на своєму виході формує керуючий сигнал «Пуск» на S-вході три-

гера Т. За цим сигналом на прямому виході тригера Т встановлюється рівень логічної «1», яким відкривається раніше закрита схема SW.

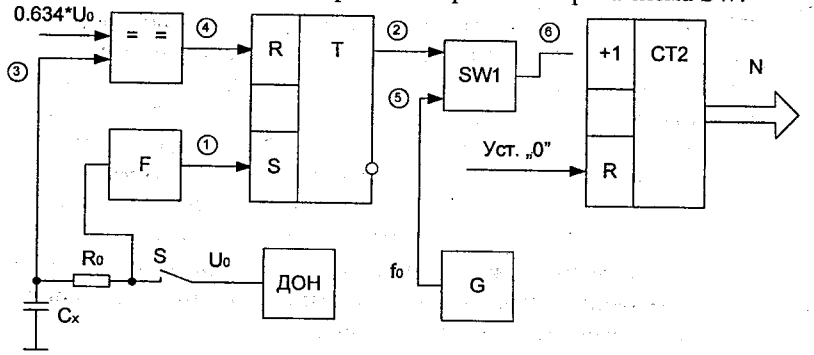


Рисунок 4.18

Починається квантування часового інтервалу τ_X імпульсами зразкової частоти f_0 з наступним підрахунком їхньої кількості двійковим лічильником СТ2. Ці процеси відбуваються до тих пір, поки напруга на конденсаторі C_X не досягне значення $0{,}632 \cdot U_0$ на другому вході компаратора (момент часу t_2). При рівності напруг на обох входах компаратора на його виході формується керуючий сигнал «Стоп», що подається на R-вхід тригера і обнуляє його. На прямому виході тригера Т встановлюється рівень логічного «0», яким закривається схема SW. Процес вимірювання закінчується.

Протягом проміжку часу τ_X (точка 2 часової діаграми) лічильник СТ2 підрахує певну кількість імпульсів (точка 6 часової діаграми)

$$N = \frac{\tau_X}{T_0} = \tau_X \cdot f_0 . \qquad (4.29)$$

Підставимо в (4.29) значення для τ_X з (4.28) і отримаємо остаточне рівняння перетворення

$$N = R_0 f_0 C_X . \qquad (4.30)$$

З (4.30) видно, що функція перетворення $N = f(C_X)$ для даного засобу вимірювання – лінійна.

Рівняння для похибки квантування матиме вигляд

$$\delta_k = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{R_0 f_0 C_X} . \qquad (4.31)$$

Аналіз отриманого рівняння (4.31) показує, що можливі два шляхи зменшення похибки квантування: збільшення частоти квантування f_0; збільшення значення зразкового опору R_0.

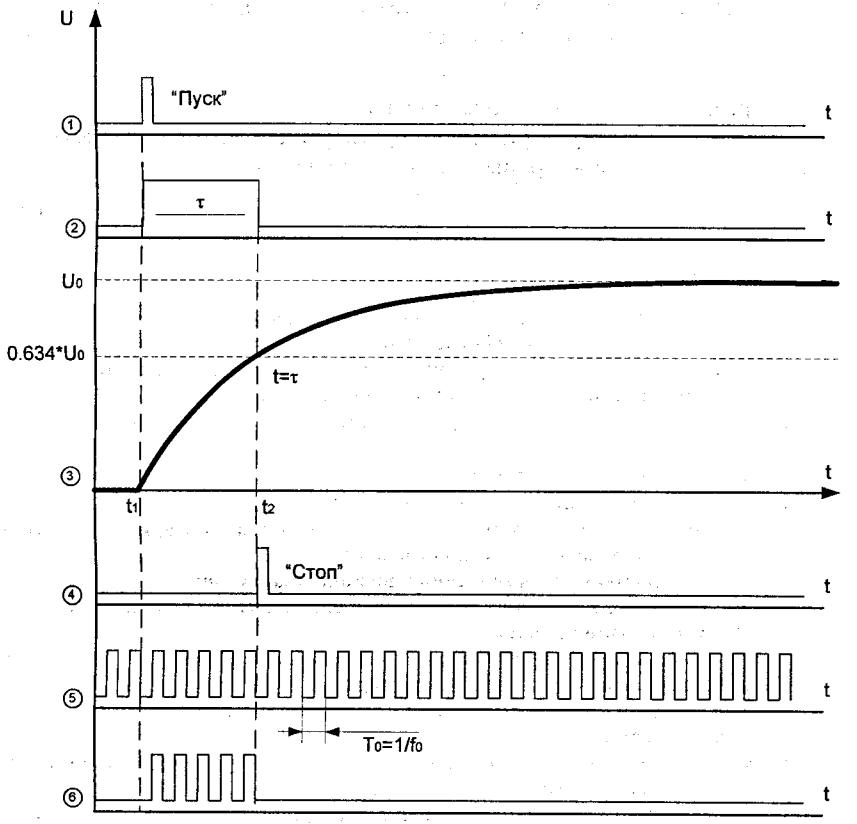


Рисунок 4.19

Але кожен із цих шляхів має обмеження. Збільшувати частоту квантування f_0 можна до значення, яке не перевищує граничну частоту роботи компонентів структурної схеми цифрового вимірювача. Збільшення значення зразкового опору R_0 призводить до збільшення часу вимірювання τ_X, а отже до зменшення швидкодії.

Визначимо нижню межу вимірювання $C_{x\,min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{кн}$:

$$\delta_{кн} = \frac{100\%}{C_{x\,min} R_0 f_0} \Rightarrow C_{x\,min} = \frac{100\%}{R_0 f_0 \delta_{кн}}. \qquad (4.32)$$

Знайдемо верхню межу вимірювання. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{max} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{max} в рівняння перетворення (4.30) і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$C_{x\,max} = \frac{2^n}{R_0 f_0}. \qquad (4.33)$$

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вимірювача параметрів електричного кола.**
2. **Наведіть структурну схему електричного кола, складеного з активного і реактивного елементів, та поясніть принцип її дії.**
3. **Доведіть, що в момент часу t_2 напруга на виході конденсатора C_X досягає значення $0{,}632U_0$.**
4. **Як формується початок часового інтервалу τ_X?**
5. **Як формується кінець часового інтервалу τ_X?**
6. **Наведіть структурну схему, часові діаграми і поясніть принцип дії цифрового вимірювача ємності конденсатора.**
7. **Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.**
8. **Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання ємності?**
9. **Запропонуйте структурну схему, часові діаграми і поясніть принцип дії цифрового вимірювача опору резистора.**
10. **Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для такого засобу вимірювання.**
11. **Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання опору?**
12. **Цифровим вимірювачем параметрів електричного кола проведено вимірювання $R_x = 200$ Ом з похибкою квантування 0,5 %, частота квантування при цьому становила 1 МГц. Навести структурну схему і часові діаграми роботи. Визначити значення C_o.**
13. **Цифровим вимірювачем параметрів електричного кола проведено вимірювання $C_o = 1$ мкф з похибкою квантування 0,5 %, частота квантування при цьому становила 1 МГц. Навести структурну схему і часові діаграми роботи. Визначити значення R_x.**
14. **Компоненти структурної схеми цифрового вимірювача параметрів електричного кола мають такі параметри: значення зразкового опору $R_0 = 1$ кОм, частота квантування $f_0 = 1$ МГц, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0,1 %, розрядність двійкового лічильника n = 20. Визначити нижню і верхню межі вимірювання ємності конденсатора.**
15. **Компоненти структурної схеми цифрового вимірювача параметрів електричного кола мають такі параметри: значення зразкового опору**

C_0 = 100 мкФ, частота квантування f_0 = 1 МГц, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0,1 %, розрядність двійкового лічильника n = 20. Визначити нижню і верхню межі вимірювання опору резистора.

4.6 Цифрові вольтметри

4.6.1 Цифровий вольтметр часоімпульсного перетворення

Принцип дії заснований на перетворенні вимірюваної напруги U_x в часовий інтервал t_x, із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0.

Структурна схема цифрового вольтметра часоімпульсного перетворення наведена на рис. 4.20, часові діаграми його роботи подані на рис. 4.21.

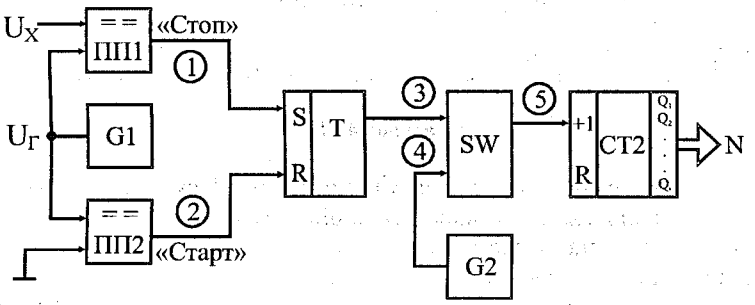


Рисунок 4.20

Основним елементом цього вольтметра є перетворювач вимірюваної напруги U_x у часовий інтервал t_x, який реалізований на двох компараторах ПП1 і ПП2, генераторі G1 лінійно змінюваної напруги $U_г$ і RS-тригері Т. Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0, які формуються на виході генератора G2, здійснюється у схемі збігу SW. Двійковий лічильник СТ2 підраховує кількість імпульсів f_0 за час t_x. Результат вимірювання відображається на цифровому відліковому пристрої.

Вихідне положення. Тригер Т і тригери двійкового лічильника знаходяться в нульовому стані. Рівнем логічного нуля з прямого виходу тригера Т закрита схема SW. Тому не відбувається процес квантування часового інтервалу t_x, пропорційного вимірюваній напрузі U_x імпульсами зразкової частоти f_0. Лічильник СТ2 знаходиться в режимі очікування

імпульсів.

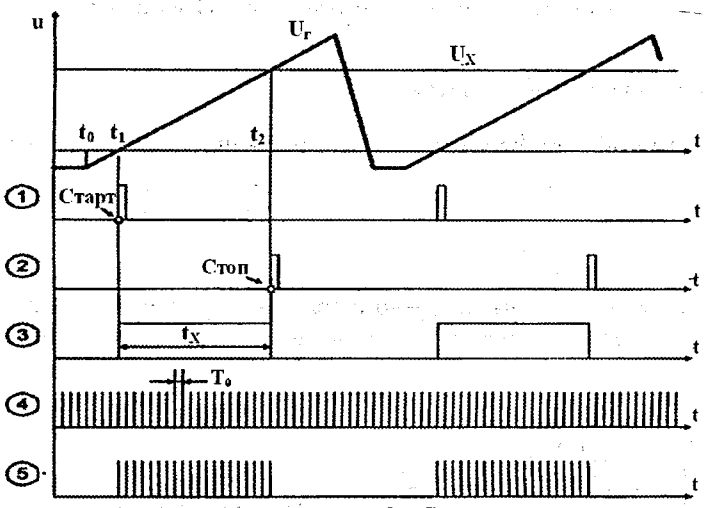


Рисунок 4.21

Вимірювання. У момент часу t_0 сигналом «Пуск» запускається генератор G1 напруги, яка змінюється лінійно. Напруга $U_г$ з виходу генератора G1 одночасно подається на входи компараторів ПП1 і ПП2, які по черзі спрацьовують у моменти часу t_1 і t_2.

При переході напруги $U_г$ через рівень нуля (момент часу t_1) спрацьовує компаратор ПП2, і на його виході формується імпульс «Старт», який по S-входу встановлює в одиничний стан тригер Т. Рівнем логічної одиниці відкривається схема SW, і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G2 надходять на вхід лічильника СТ2. Відбувається процес лічби. Напруга $U_г$ на виході генератора G1 зростає, поки не стане рівною U_x. Момент рівності $U_г = U_x$ (момент часу t_2) фіксує компаратор ПП1 і на своєму виході формує сигнал «Стоп». Сигнал «Стоп» на R – вході встановлює тригер Т в нульовий стан і закриває схему SW. На цьому процес вимірювання U_x закінчується.

Таким чином, на виході тригера Т формується часовий інтервал t_x, пропорційний вимірюваній напрузі U_x, який квантується імпульсами зразкової частоти f_0 з виходу G2. Кількість імпульсів із частотою f_0, що надходять на лічильник СТ2 за час t_x, визначається так:

$$N_v = \int_{t_1}^{t_2} t_x dt = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0 . \qquad (4.34)$$

Оскільки $t_x = k \cdot U_x$ (k-коефіцієнт пропорційності, що залежить від крутизни лінійно змінюваної напруги), то рівняння перетворення $N_B = f(U_x)$ цифрового вольтметра (рис. 4.22) набуває вигляду

$$N_v = k U_x f_0, \qquad (4.35)$$

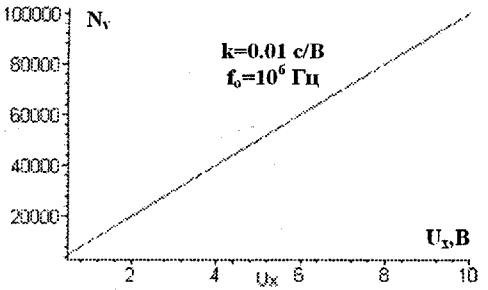


Рисунок 4.22

а рівняння похибки квантування подається співвідношенням

$$\delta_{kv} = \frac{1}{N_v} 100\% = \frac{1}{k U_x f_0} 100\% . \qquad (4.36)$$

Залежність похибки квантування від вимірюваної напруги наведена на рис. 4.23.

Крім того, похибка таких засобів вимірювань в основному зумовлена нелінійністю та нестабільністю лінійно змінюваної напруги $U_г$, нестабільністю порогу чутливості компаратора і нестабільністю частоти зразкового генератора.

Суттєвим недоліком цифрового вольтметра часоімпульсного перетворення є низька завадостійкість. Для підвищення завадостійкості застосовують аналогове та цифрове інтегрування.

Визначимо нижню межу вимірювання $U_{x\,min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{kн}$:

$$\delta_{kн} = \frac{100\%}{U_{x\,min} k f_0} \Rightarrow U_{x\,min} = \frac{100\%}{k f_0 \delta_{kн}} . \qquad (4.37)$$

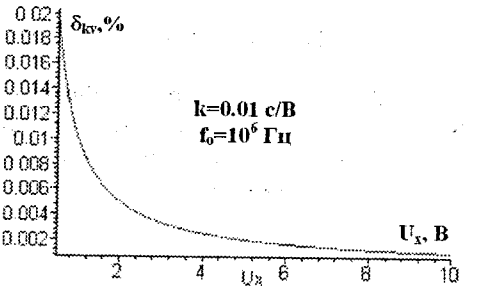


Рисунок 4.23

Знайдемо верхню межу вимірювання. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{max} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{max} в рівняння перетворення (4.37) і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$U_{x\,max} = \frac{2^n}{k f_0}. \qquad (4.38)$$

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вольтметра часоімпульсного перетворення.**
2. **Наведіть структурну схему електричного кола, яке виділяє часовий інтервал t_X, пропорційний вимірюваній напрузі U_X.**
3. **Які елементи схеми формують початок часового інтервалу t_X?**
4. **Які елементи формують кінець часового інтервалу t_X?**
5. **Наведіть структурну схему, часові діаграми і поясніть принцип дії цифрового вольтметра часоімпульсного перетворення.**
6. **Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.**
7. **Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання напруги?**
8. **Вольтметром часоімпульсного перетворення проведено вимірювання $U_X = 1$ В. При цьому значення коефіцієнта, що характеризує крутизну лінійно-змінюваної напруги, k = 0,01 с/В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип дії. Визначіть значення частоти квантування f_0, для якої відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.**
9. **Вольтметром часоімпульсного перетворення здійснено перетворення вимірюваної напруги в часовий інтервал $t_X = 200$ мкс і проквантовано даний часовий інтервал імпульсами зразкової частоти $f_0 = 1$ МГц. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип дії. Визна-**

чіть відносну похибку квантування.

10. **Компоненти структурної схеми вольтметра часоімпульсного перетворення мають такі параметри: значення коефіцієнта k = 0,1 с/В, частота квантування f_0 = 1 МГц, розрядність двійкового лічильника n = 20, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0,01 %. Визначіть нижню і верхні межі вимірювання напруги цією схемою.**

4.6.2 Цифровий вольтметр послідовного наближення

Суть алгоритму послідовного наближення полягає у зрівноваженні вимірюваної напруги U_x компенсувальною напругою U_k, яка змінюється рівномірними кроками. Даний алгоритм називають ще «молодшими розрядами вперед».

Відлік результату вимірювання здійснюється в момент рівності (із заданою точністю) цих величин. Для циклічного одержання вимірюваної інформації необхідно повторювати вимірювальний цикл. На рис. 4.24 наведено структурну схему цифрового вольтметра послідовного наближення, а часові діаграми його роботи – на рис. 4.25.

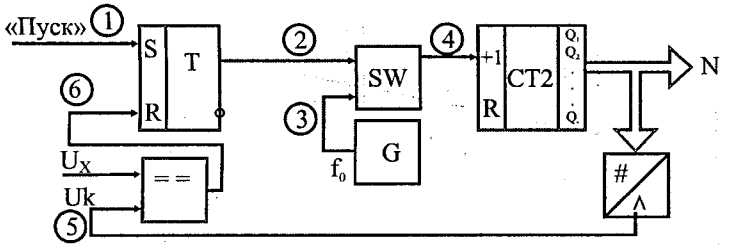


Рисунок 4.24

Основними елементами приладу є компаратор ПП, RS-тригер Т, схема збігу SW, генератор зразкової частоти G, двійковий лічильник СТ2, цифро-аналоговий перетворювач ЦАП і цифровий відліковий пристрій.

Вихідне положення. Тригер Т і тригери двійкового лічильника СТ2 знаходяться в нульовому стані. Рівнем логічного нуля закрита схема SW і імпульси зразкової частоти f_0 не надходять на вхід лічильника СТ2 (точка 4 часової діаграми). Рівні логічних нулів з паралельних виходів лічильника надходять на відповідні входи цифро-аналогового перетворювача, який нульове значення двійкового коду перетворює в нульове значення компенсувальної напруги U_K (точка 5 на часовій діаграмі).

Вимірювання. За командою «Пуск» (момент часу t_1) тригер Т встановлюється в одиничний стан і відкриває схему SW. Імпульси зраз-

кової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід двійкового лічильника СТ2, змінюючи тим самим двійковий код на його виходах. З паралельних виходів СТ2 двійковий код надходить на входи ЦАП і там перетворюється в аналоговий сигнал U_K.

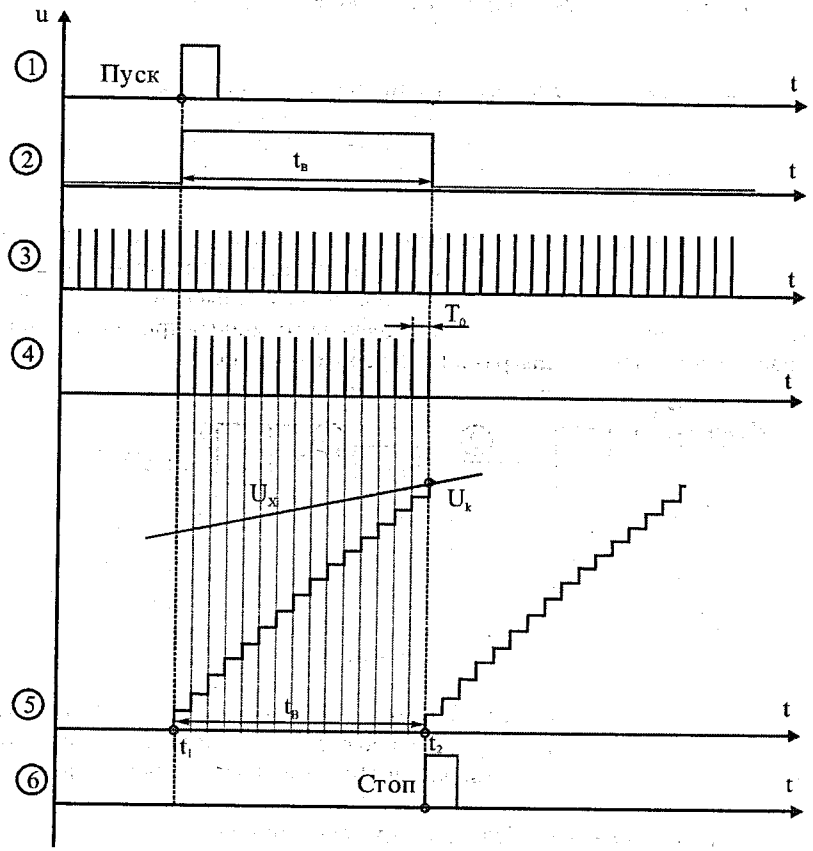


Рисунок 4.25

Надходження кожного імпульсу f_0 від генератора G формує нову сходинку компенсувальної напруги U_k на виході цифро-аналогового перетворювача. У момент часу t_2, коли $U_x = U_K$, тригер Т сигналом «Стоп», який формується на виході компаратора, встановлюється в нульовий стан і закриває схему SW. Таким чином, у лічильнику СТ2 сформується двійковий код

$$N_{vp} = \frac{U_x}{h} = \frac{U_x}{U_0} 2^n, \qquad (4.39)$$

де $h = U_0 / 2^n$ – крок квантування; n – розрядність двійкового лічильника; U_0 – напруга опорного джерела живлення ЦАП.

Статична характеристика вольтметра послідовного наближення наведена на рис. 4.26.

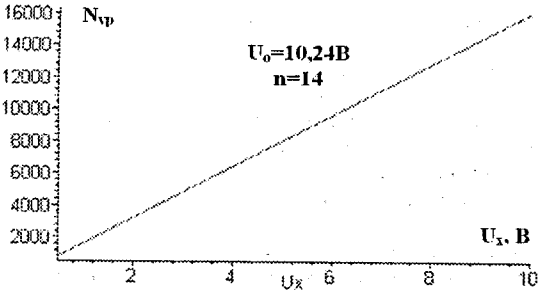


Рисунок 4.26

Похибка квантування вольтметра послідовного наближення визначається

$$\delta_{kvp} = \frac{1}{N_{vp}} 100\% = \frac{U_0}{U_x 2^n} 100\%, \qquad (4.40)$$

а її графічне подання наведено на рис. 4.27.

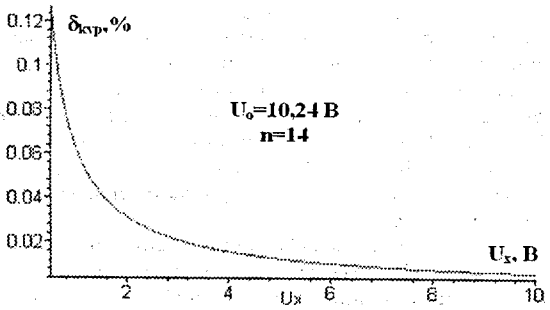


Рисунок 4.27

Час перетворення та похибка квантування вольтметрів послідовного наближення залежать від вимірюваної величини, а значення δ_{kvp} в

основному визначається розрядністю ЦАП і зоною нечутливості компаратора.

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вольтметра послідовного наближення.**
2. **Які елементи структурної схеми формують компенсувальну напругу?**
3. **Чому даний алгоритм називають алгоритмом послідовного наближення або «молодшими розрядами вперед»?**
4. **Наведена структурна схема реалізує одноразовий чи циклічний режим роботи?**
5. **Наведіть переваги і недоліки алгоритму послідовного наближення.**
6. **Як визначити значення кроку квантування?**
7. **Як оцінити значення абсолютної похибки квантування?**
8. **Чи впливає на значення кроку квантування розрядність цифроаналогового перетворювача?**
9. **Якими параметрами елементів схеми обмежена швидкодія засобів вимірювання даного типу?**
10. **Яка фізична величина тут квантується?**
11. **Який параметр компаратора впливає на значення похибки квантування?**
12. **Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи цього вольтметра.**
13. **Користуючись схемою і часовими діаграмами роботи опишіть принцип дії цього вольтметра.**
14. **В якому елементі формується опорна напруга? Чому її значення вибирають кратним 2^n?**
15. **Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.**
16. **Покажіть шляхи зменшення похибки квантування.**
17. **Якими параметрами наведеної схеми обмежена нижня межа вимірювання, а якими – верхня?**
18. **Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x = 5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначіть значення кроку квантування h, при якому відносна похибка квантування не перевищує 0,5 %.**
19. **Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x = 1{,}024$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначити кількість n десяткових розрядів двійково-десяткового лічильника, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.**
20. **Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x = 10$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення похибки квантування, якщо у структурній схемі каналу використано десятирозрядний двійковий лічильник.**

4.6.3 Цифровий вольтметр слідкувального зрівноважування

Алгоритм слідкувального зрівноваження полягає в постійному слідкуванні компенсувальної напруги за змінами вимірюваної (інформативного параметра).

Цифрові вольтметри слідкувального зрівноважування працюють у режимі слідкування за змінами вимірюваної напруги. На рис. 4.28 наведено структурну схему вольтметра слідкувального зрівноваження, а на рис. 4.29 – часові діаграми його роботи.

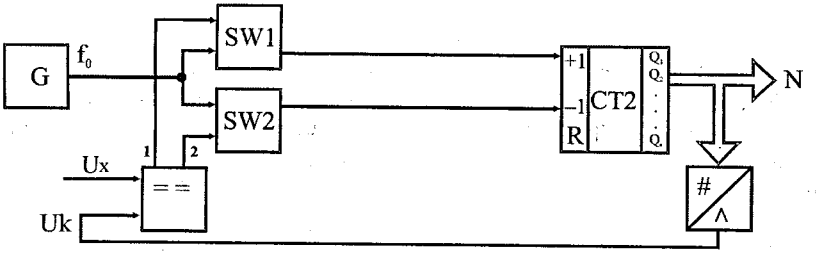


Рисунок 4.28

Особливістю побудови структурної схеми цифрового вольтметра слідкувального зрівноважування є наявність реверсивного двійкового лічильника СТ2 і двох схем збігу SW1 і SW2, які керуються вихідними сигналами компаратора ПП.

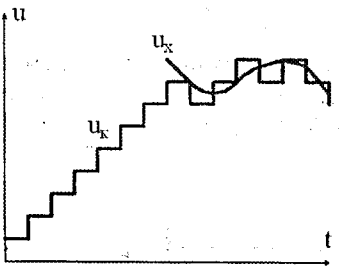


Рисунок 4.29

Залежно від співвідношення напруг U_x і $U_к$ у такій структурі компаратор ПП може знаходитися в одному з трьох можливих станів, що визначаються різницею $(U_x - U_k)$:

1. Напруга на обох виходах (1 і 2) компаратора дорівнює нулю при виконанні умови $(U_x = U_k)$. У цьому стані обидві схеми збігу закриті і

імпульси з виходу генератора G не надходять на входи лічильника (рис. 4.30).

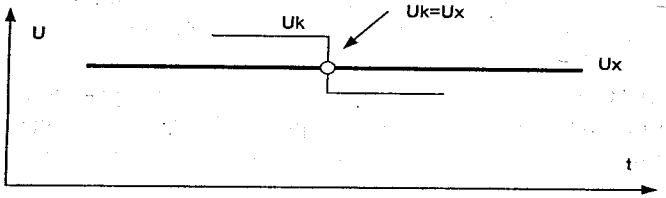


Рисунок 4.30

2. При виконанні умови $U_x > U_k$ (рис. 4.31) на першому виході компаратора формується одиничний рівень, який відкриває схему збігу SW1, і імпульси зразкової частоти f_0 надходять на інкрементувальний вхід реверсивного лічильника CT2. Схема збігу SW2 закрита нульовим рівнем.

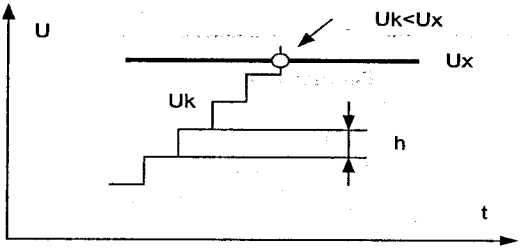


Рисунок 4.31

3. Схема SW2 відкрита одиничним рівнем з другого виходу компаратора при виконанні умови $U_x < U_k$. У цьому випадку (рис. 4.32) працює декрементувальний вхід реверсивного лічильника, тому що схема SW1 закрита.

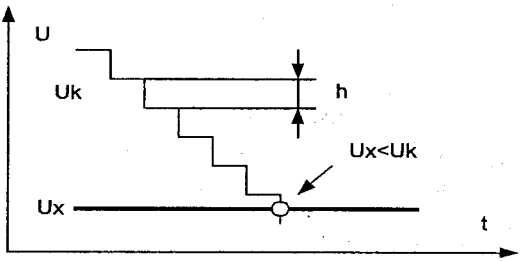


Рисунок 4.32

При роботі реверсивного лічильника в режимі підсумовування або віднімання напруга на виході цифро-аналогового перетворювача ЦАП відповідно збільшується або зменшується так, що різниця напруг (U_x - $U_к$) прямує до деякого мінімального значення, яке характеризується похибкою квантування $\Delta_к$. Крок квантування вибирається відповідно до ширини зони нечутливості компаратора.

Основні статичні характеристики вольтметра слідкувального перетворення зовсім не відрізняються від характеристик вольтметра послідовного наближення (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 – Основні статичні метрологічні характеристики

	Найменування	Аналітична залежність
1	Рівняння перетворення	$N_{vp}=\frac{U_x}{h}=\frac{U_x}{U_0}2^n$ (4.39)
2	Рівняння похибки квантування	$\delta_{kvp}=\frac{1}{N_{vp}}100\%=\frac{U_0}{U_x 2^n}100\%$ (4.40)
3	Нижня межа вимірювання	$h = U_0/2^n$ – крок квантування
4	Верхня межа вимірювання	U_0 – напруга опорного джерела живлення ЦАП

Контрольні питання та завдання

1. **Розкрийте сутність алгоритму слідкувального зрівноваження.**
2. **Яка відмінність алгоритмів послідовного наближення і слідкувального зрівноваження?**
3. **З яких причин в даній структурній схеми використано реверсивний лічильник?**
4. **Який із наведених вище алгоритмів використано в слідкувальному вольтметрі?**
5. **Які елементи структурної схеми формують компенсувальну напругу?**
6. **Наведена структурна схема реалізує однократний чи циклічний режим роботи?**
7. **Яким повинно бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти не надходять на обидва входи реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.**
8. **Яким повинно бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти надходять на інкрементувальний вхід реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.**
9. **Яким повинно бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти надходять на декрементувальний вхід реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.**

10. Наведіть переваги і недоліки слідкувальних вольтметрів.

11. Наведіть суттєві відмінності вольтметра послідовного наближення і слідкувального зрівноваження.

12. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x = 4{,}096$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ЦВП, опишіть принцип його дії. Визначіть кількість n десяткових розрядів двійково-десяткового лічильника, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.

13. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x = 1{,}024$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть кількість n двійкових розрядів лічильника ЦВП, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.

14. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x = 4{,}096$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення похибки квантування, якщо у структурній схемі використано дванадцятирозрядний двійковий лічильник.

15. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання $U_x = 5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначіть значення кроку квантування h, при якому відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.

4.6.4 Цифровий вольтметр порозрядного зрівноваження

Суть алгоритму порозрядного зрівноваження полягає у зрівноваженні вимірюваної напруги U_x компенсувальною напругою U_k, яка змінюється порозрядно нерівномірними кроками. Даний алгоритм називають ще «старшими розрядами вперед».

Розглянемо даний алгоритм на прикладі переведення чисел із десяткової в двійкову системи числення.

Для прикладу візьмемо число 45_{10} і подамо його двійковим кодом, для чого достатньо 6 двійкових розрядів ($2^6 = 64$):

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1.

Суть алгоритму полягає в тому, що б із суми ваг двійкових розрядів набрати число 45. Процес починають із старшого розряду.

Запишемо 1 в старший розряд $2^5 = 32$

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
1					

Число 32 < 45. Тому 1 залишається в старшому розряді. Далі, рухаючись від старшого розряду до молодшого, записуємо одиницю в розряд 2^4=16

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
1	1				

Отримане число 32+16 > 45. Тому розряд 2^4 набуває значення 0, а в розряд 2^3 записуємо 1.

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
1	0	1			

Оскільки набране число 32 + 0 + 8 = 40 < 45, то 1 залишається в розряді 2^3. Далі записуємо 1 в наступний розряд 2^2

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
1	0	1	1		

і перевіряємо співвідношення між набраною сумою і числом 45. В результаті таких дій отримуємо остаточний результат

2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
1	0	1	1	0	1

32 + 0 + 8 + 4 + 0 + 1 = 45.

Припустимо, що числа 32, 16, 8, 4, 2, 1 відповідають значенням компенсувальної напруги U_k, а число 45 є значенням вимірюваної напруги U_X. Для цього прикладу процес зрівноваження вимірюваної напруги компенсувальною за алгоритмом порозрядного зрівноваження наведено на рис. 4.33.

Для технічної реалізації цього алгоритму необхідно мати такі компоненти:

- генератор тактових імпульсів;

розподільник імпульсів, який в кожному такті формує один керуючий імпульс в одному розряді, починаючи з старшого;

- регістр, який буде запам'ятовувати двійковий код;
- цифро-аналоговий перетворювач, що перетворює двійковий код в компенсувальну напругу;
- компаратор, який залежно від співвідношення U_X і U_k формує на своєму виході логічні «0» чи «1».

Структурна схема шестирозрядного цифрового вольтметра порозрядного зрівноваження наведена на рис. 4.34.

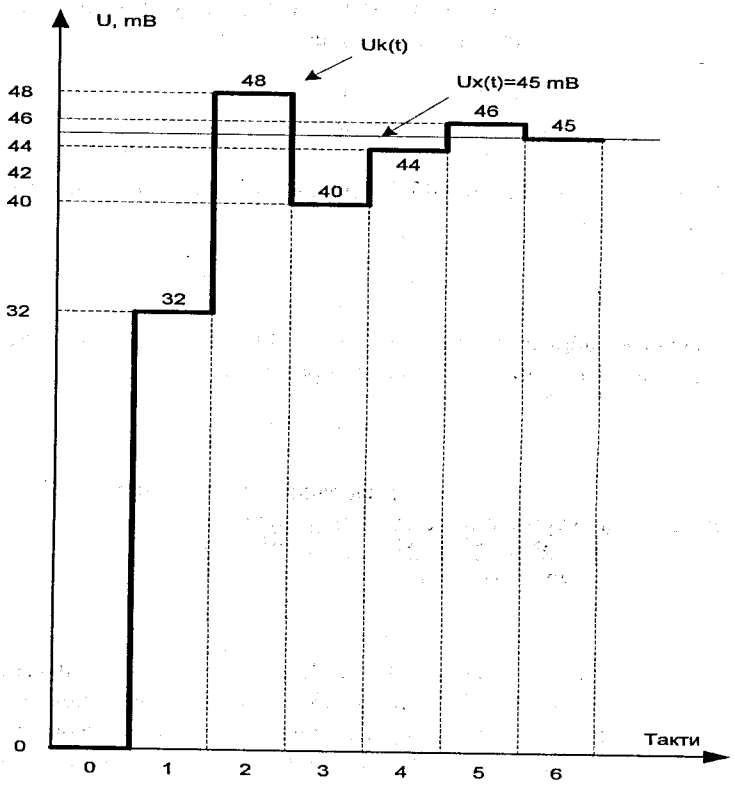


Рисунок 4.33

Основними елементами цієї схеми є:

- блок пуску, до складу якого входять RS-тригер Т, генератор тактової частоти f_m і електронний ключ SW;
- розподільник імпульсів RG зі схемами збігу SW0…SW5;
- шестирозрядний регістр результату, що реалізовано на RS-тригерах Т0...Т5;
- цифро-аналоговий перетворювач ЦАП;
- компаратор, на один із входів якого надходить вимірювана напруга U_x, а на другий компенсувальна – U_k.

Вихідне положення. RS-тригер Т, тригери розподільника імпульсів RG і тригери Т0...Т5 регістра результату знаходяться в стані логічного «0». Рівнем логічного нуля з прямого виходу (точка 3) тригера Т закрита

схема SW і імпульси тактової частоти f_m не надходять на вхід розподільника імпульсів RG. Тригери регістра результату T0...T5 також знаходяться в стані логічного нуля і з їхніх прямих виходів код 00 0000 надходить на цифрові входи цифро-аналогового перетворювача ЦАП (такт 0 в табл. 4.2).

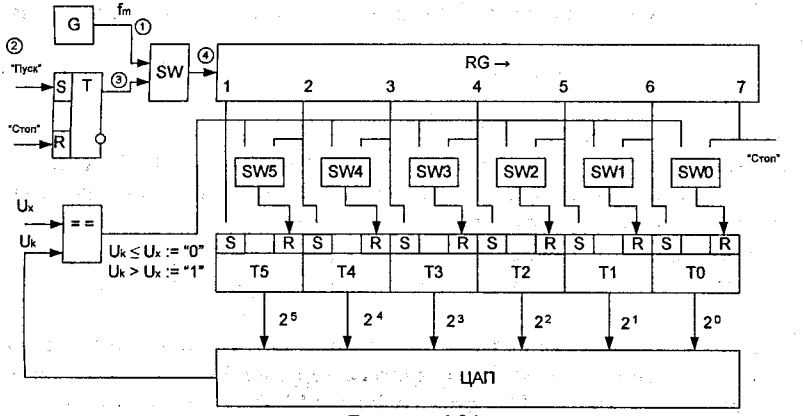


Рисунок 4.34

Цей код (00 0000) в ЦАП перетворюється в нульове значення компенсувальної напруги $U_k = 0$ В, яка надходить на другий вхід компаратора. Оскільки на першому вході компаратора присутня вимірювана напруга $U_X = 45$ мВ, то на виході компаратора сформовано рівень логічного нуля ($U_k < U_X$). Цим логічним сигналом закриті схеми збігу SW0...SW5. В цьому положенні схема знаходиться до тих пір, поки не з'явиться сигнал «Пуск» на S-вході тригера T.

Таблиця 4.2 – Такти роботи

Такт	Стан тригерів						Компенсувальна напруга, мВ	Співвідношення напруг U_k і U_x	Стан компаратора
	T5	T4	T3	T2	T1	T0			
0	0	0	0	0	0	0	0	0 < 45	"0"
1	1	0	0	0	0	0	32	32 < 45	"0"
2	1	1	0	0	0	0	48	48 > 45	"1"
3	1	0	1	0	0	0	40	40 < 45	"0"
4	1	0	1	1	0	0	44	44 < 45	"0"
5	1	0	1	1	1	0	46	46 > 45	"1"
6	1	0	1	1	0	1	45	45 = 45	"0"

Вимірювання. Принцип дії ілюструється часовими діаграмами, що наведені на рис. 4.35. Одиничним рівнем сигналу «Пуск», що подано на S-вхід тригера Т (точка 2), на його прямому виході формується одиничний логічний рівень (точка 3). Даний рівень логічного сигналу відкриває раніше закриту схему SW, через яку тактові імпульси з частотою f_m надходять на вхід розподільника імпульсів RG.

Розглянемо подальшу роботу даного засобу вимірювання по тактах.

Такт 1. Першим імпульсом тактової частоти f_m на першому виході розподільника імпульсів RG1 формується прямокутний керуючий імпульс, який по S-входу встановлює тригер Т5 в одиничний стан і на виходах тригерів Т5...Т0 формується двійковий код 10 0000 (такт 1, табл. 4.1). Ці логічні сигнали в паралельному коді надходять на входи ЦАП, на виході якого формується компенсувальна напруга 32 мВ. Оскільки на входах компаратора $U_x = 45$ мВ > $U_k = 32$ мВ, то на його виході залишається рівень логічного нуля, яким закриті всі схеми збігу SW0…SW5.

Такт 2. Наступним імпульсом тактової частоти на другому виході розподільника імпульсів RG2 формується керуючий сигнал, який по S-входу встановлює тригер Т4 в стан логічної "1". В зв'язку з тим, що схеми збігу SW0…SW5 закриті логічним "0" з виходу компаратора, то керуючий сигнал з другого виходу RG не проходить на R-вхід тригера Т5 і він залишається в стані логічної "1". Тому на виходах тригерів Т5...Т0 формується двійковий код 11 0000 (такт 2, табл. 4.1). Цей паралельний двійковий код надходить на входи ЦАП, який тут перетворюється в компенсувальну напругу 48 мВ. Компенсувальна напруга перевищила вимірювану $U_k > U_x$, на виході компаратора встановлюється рівень логічної "1", яким відкриваються раніше закриті схеми збігу SW0…SW5.

Такт 3. Третім імпульсом тактової частоти на третьому виході RG3 розподільника імпульсів формується сигнал, який по S-входу встановлює тригер Т3 в стан логічної "1" і через відкриту схему збігу SW4 обнуляє по R-входу тригер Т4. В результаті цих дій на виходах тригерів формується двійковий код 10 1000 (такт 3, табл. 4.1), який ЦАП перетворює в компенсувальну напругу 40 мВ. $U_k = 40$ мВ < $U_x = 45$ мВ, на виході компаратора встановлюється логічний "0", що закриває всі схеми збігу SW0…SW5.

Такт 4. Четвертим імпульсом f_m на четвертому виході RG4 формується керуючий сигнал, який по S-входу встановлює на виході тригера Т2 рівень логічної "1". В зв'язку з тим, що всі схеми збігу закриті, то даний керуючий сигнал не проходить на R-вхід тригера Т3.

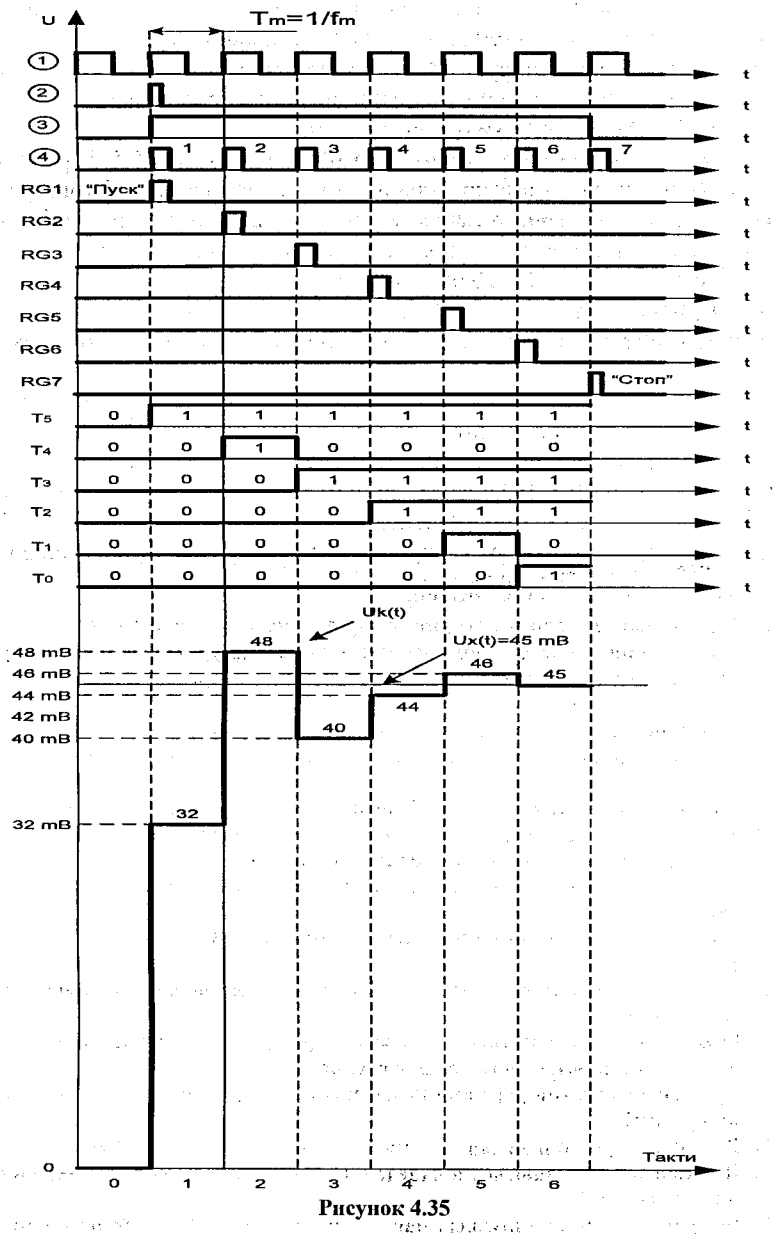

U
Tm=1/fm
①
②
③
④
1
2
3
4
5
6
7
RG1
"Пуск"
RG2
RG3
RG4
RG5
RG6
RG7
"Стоп"
T5
T4
T3
T2
T1
T0
t
Uk(t)
Ux(t)=45 mB
48 mB
46 mB
44 mB
42 mB
40 mB
32 mB
48
46
45
44
40
32
0
Такти

Рисунок 4.35

Він залишається в стані логічної "1". На виходах тригерів формується двійковий код 10 1100 (такт 4, табл. 4.1), який ЦАП перетворюється в компенсувальну напругу 44 мВ. Оскільки $U_k = 44$ мВ $< U_x = 45$ мВ, на виході компаратора залишається раніше встановлений рівень логічного "0". Всі схеми збігу SW0…SW5 закриті.

Такт 5. П'ятим імпульсом f_m на п'ятому виході RG5 формується керувальний сигнал, який по S-входу встановлює на виході тригера T1 рівень логічної "1". Тригер також залишається в одиничному стані. Тому на виходах тригерів в цьому такті сформувався такий двійковий код 10 1110 (такт 5, табл. 4.1). Цьому двійковому коду відповідає значення компенсувальної напруги 46 мВ. В даному такті $U_k > U_x$. На виході компаратора формується логічна "1", яка відкриває раніше закриті схеми збігу.

Такт 6. Шостим імпульсом f_m на шостому виході RG6 формується керуючий сигнал, який по S-входу встановлює на виході тригера T0 рівень логічної "1", а тригер T1 в стан логічного "0". Вихідний код тригерів T5...T0 такий (10 1101), якому відповідає значення компенсувальної напруги $U_k = 45$ мВ, а співвідношення між U_x і U_k рівню логічного "0" на виході компаратора. Процес вимірювання (зрівноваження) завершено.

Контрольні питання та завдання

1. **Сформулюйте сутність алгоритму порозрядного зрівноваження.**
2. **Чому алгоритм послідовного наближення називають «молодшими розрядами вперед», а порозрядного зрівноваження «старшими розрядами вперед»?**
3. **Наведіть приклад переведення десяткового числа у двійковий код.**
4. **Наведіть графік зміни компенсувальної напруги для конкретного прикладу.**
5. **Наведіть структурну схему цифрового вольтметра порозрядного зрівноваження і поясніть призначення основних її складових.**
6. **Поясніть, при яких співвідношеннях вимірюваної і компенсувальної напруг компаратор формує на своєму виході рівень логічного "0", а при яких рівень логічної "1"?**
7. **Поясніть призначення розподільника імпульсів RG. Наведіть часові діаграми його роботи.**
8. **За допомогою яких елементів в даній схемі реалізовано одноразовий режим роботи?**
9. **Розкрийте стан вихідного положення структурної схеми цифрового вольтметра порозрядного зрівноваження.**
10. **Сумісно з часовими діаграмами поясніть принцип дії даної схеми в першому такті.**
11. **Розкрийте принцип дії даної схеми в другому і третьому тактах.**
12. **Які процеси відбуваються в наведеній структурній схемі в тактах, наступних за третім?**
13. **Чому розподільник імпульсів має на один розряд більше, ніж розрядність**

регістра (Т0...Т5) і ЦАП?

14. **Цифровим вольтметром порозрядного зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x = 5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення кроку квантування h, при якому відносна похибка квантування не перевищує 0,25 %.**
15. **Цифровим вольтметром порозрядного зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x = 2{,}048$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначити кількість n десяткових розрядів двійково-десяткового лічильника ВК, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %.**

4.7 Аналого-цифрові перетворювачі

Аналого-цифровим перетворювачем називають засіб вимірювання, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації.

Суттєвим недоліком вищерозглянутих АЦП (цифрових вимірювальних приладів) є низька завадостійкість. Дійсно, вибірки миттєвих значень складаються з миттєвих значень вимірюваної напруги U_x і завади $U_з$, яка після цифрової обробки послідовності вибірок може бути зменшена. Але для цього необхідно затратити додатковий час і обчислювальні ресурси. В АЦП, що розглядаються нижче, вхідна напруга інтегрується або неперервно, або на заданому часовому інтервалі, тривалість якого кратна періоду завади. Такий підхід в багатьох випадках дозволяє зменшити вплив завади ще на етапі аналого-цифрового перетворення. Платою за підвищення точності є зменшення швидкодії інтегрувальних АЦП.

4.7.1 АЦП двотактного інтегрування

Структурна схема АЦП, що працює за два основних такти (АЦП двотактного інтегрування), наведена на рис. 4.36. Перший такт – інтегрування, другий такт – лічба.

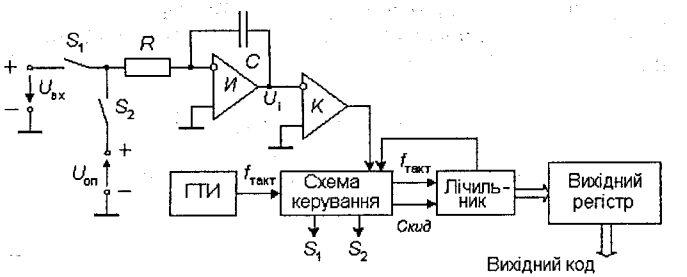


Рисунок 4.36

Перший такт. На цій стадії АЦП-перетворення ключ S_1 замкнено, а ключ S_2 розімкнений. Інтегратор І інтегрує вхідну напругу U_x протягом постійного проміжку часу t_1. Як таймер, що формує даний часовий інтервал, використовується лічильник СТ з таким коефіцієнтом переліку, що

$$t_1 = \frac{K_{CT}}{f_T}. \qquad (4.41)$$

В момент завершення операції інтегрування напруга на виході інтегратора складає

$$U_I(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^{t_1} U_x(t)\,dt = -\frac{U_{x\,CP}\,K_{CT}}{f_T\,RC}. \qquad (4.42)$$

де $U_{x\,CP}$ – середнє значення вхідної напруги протягом проміжку часу t_1.

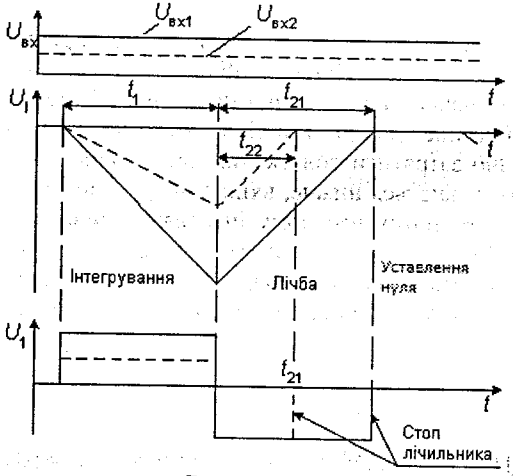


Рисунок 4.37

Другий такт. Після завершення стадії інтегрування ключ S_1 розмикається, а ключ S_2 замикається, в результаті чого опорна напруга U_0 подається на вхід інтегратора. При цьому знак опорної напруги вибирають протилежним знаку вхідної напруги. На стадії лічби напруга на виході інтегратора лінійно зменшується за абсолютним значенням, як показано на рис. 4.37.

Коли вихідна напруга інтегратора досягає нульового рівня, компаратор перемикається і процес лічби завершується. Часовий інтервал, в якому здійснюється стадія лічби, визначається таким рівнянням

$$U_I(t_1) + \frac{1}{RC}\int_{t_1}^{t_1+t_2} U_0\,dt = 0\,. \qquad (4.43)$$

Підставивши значення з (4.42) для $U_I(t)$ в (4.43) та врахувавши те, що

$$t_2 = \frac{N_2}{f_T},$$

отримаємо

$$N_2 = \frac{K_{CT}}{U_0} U_{x\,CP}, \qquad (4.44)$$

де N_2 – кількість імпульсів тактової частоти f_T, які підрахує лічильник СТ протягом стадії лічби.

З отриманого рівняння перетворення витікає, що відмінною особливістю методу багаторазового інтегрування є та обставина, що ні тактова частота f_T, ні постійна інтегрування RC не вливають на результат вимірювання. Необхідно тільки забезпечити стабільність тактової частоти протягом часового інтервалу t_1+t_2. Дана вимога забезпечується використанням простого тактового генератора, оскільки суттєві часові або температурні дрейфи частоти відбуваються протягом часу, що значно перевищує час АЦП-перетворення.

Із аналізу отриманого рівняння перетворення видно також, що до остаточного результату входять не миттєві значення вимірюваної напруги, а тільки значення, які усереднено за час t_1. Тому змінна напруга послаблюється тим сильніше, чим вища її частота.

Визначимо коефіцієнт передачі завади $K_З$ для АЦП двотактного інтегрування. Припустимо, що на вхід інтегратора надходить гармонічний сигнал одиничної амплітуди, частотою f та з довільною початковою фазою φ. Середнє значення цього сигналу за час інтегрування t_1 дорівнюватиме

$$U_{CP} = \frac{1}{t_1}\int_0^{t_1} \sin(2\pi f + \varphi)\,dt = \frac{\sin(\pi f t_1 + \varphi)\sin \pi f t_1}{\pi f t_1}. \qquad (4.45)$$

Дана величина досягає максимуму по модулю при $\varphi = \pm \pi k$, $k = 0, 1, 2, \ldots$. В цьому випадку

$$K_З = \left|\frac{\sin^2 \pi f t_1}{\pi f t_1}\right|. \qquad (4.46)$$

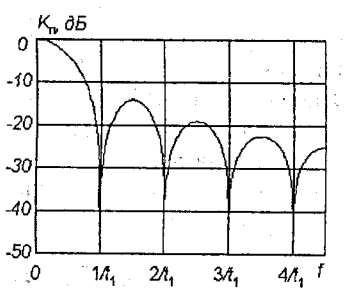


Рисунок 4.38

З (4.46) видно, що змінна напруга, період якої в цілу кількість разів менше t_1, суттєво зменшується (рис. 4.38). Тому доцільно вибирати тактову частоту такою, щоб добуток $K_{CT} \cdot f_T$ був рівним або кратним періоду промислової мережі.

Інтегральні АЦП багаторазово-

го інтегрування виготовляють у вигляді напівпровідникових мікросхем, які поділяються на дві основні групи:

- АЦП з паралельним або послідовним інтерфейсом для спряження з мікропроцесорами і організації вимірювальних каналів;
- АЦП з двійково-десятковими лічильниками та дешифраторами для керування семисегментними індикаторами, в тому числі з мультиплексуванням.

4.7.2 Сигма-дельта АЦП

АЦП багатотактного інтегрування мають ряд недоліків.

1. Нелінійність перехідної статичної характеристики операційного підсилювача, на якому виконують інтегратор, суттєво впливає на інтегральну нелінійність характеристики перетворення АЦП високої розрізнювальної здатності. Для зменшення впливу цього фактора АЦП виконують багататактним. Наприклад, тринадцятирозрядний AD7550 виконує перетворення за чотири такти.

2. Інтегрування вхідного сигналу займає в циклі перетворення тільки приблизно третю частину. Дві третини циклу перетворювач не приймає вхідний сигнал. Це погіршує завадостійкі властивості інтегрувального АЦП.

3. Схема АЦП багатотактового інтегрування повинна включати досить багато зовнішніх резисторів і конденсаторів з високоякісним діелектриком, що значно збільшує площу, яку займає перетворювач на платі і, як наслідок, підсилює вплив завад.

Ці недоліки в переважній більшості усунені в конструкції сигма-дельта АЦП. Своєю назвою ці перетворювачі зобов'язані наявністю в них двох блоків: суматора (позначення операції – Σ) і інтегратора (позначення операції – Δ). Один із принципів, закладених в такого роду перетворювачі, що дозволяє зменшити похибку, яка вноситься шумами, і відповідно, збільшити розрізнювальну здатність – це усереднення результатів вимірювання на більшому інтервалі часу.

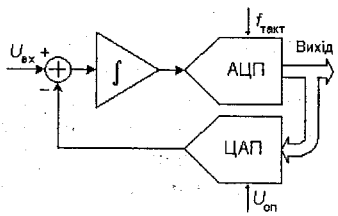


Рисунок 4.39

Основні вузли АЦП – це сигма-дельта модулятор і цифровий фільтр. Схема n-розрядного сигма-дельта модулятора першого порядку наведена на рис. 4.39. Робота цієї схеми основана на відніманні із вхідного сигналу $U_{вх}(t)$ величини сигналу на виході ЦАП, що отримана

на попередньому такті роботи схеми. Отримана різниця інтегрується, а потім перетворюється в код паралельним АЦП невисокої розрядності. Послідовність кодів надходить на цифровий фільтр нижніх частот.

Порядок модулятора визначається кількістю інтеграторів і суматорів в його схемі. Сигма-дельта модулятори N-го порядку мають N суматорів і N інтеграторів і забезпечують більше співвідношення сигнал/шум при тій же частоті відліків, ніж модулятори першого порядку. Прикладами сигма-дельта модуляторів високого порядку є одноканальний AD7720 сьомого порядку і двоканальний ADMOD79 п'ятого порядку.

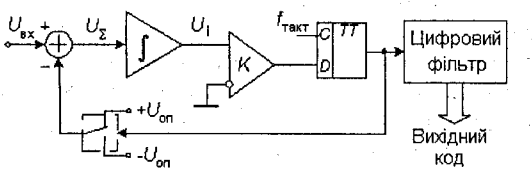


Рисунок 4.40

Найбільш широко використовуються однобітні сигма-дельта модулятори, в яких як АЦП використовується компаратор, а як ЦАП – аналоговий комутатор (рис. 4.40). Принцип дії пояснений в табл. 4.2 на прикладі перетворення вхідного сигналу, рівного 0,6 В, при $U_{оп}$=1 В. Нехай постійна часу інтегрування інтегратора чисельно дорівнює періоду тактових імпульсів. В нульовому періоді вихідна напруга інтегратора скидається в нуль. На виході ЦАП також встановлюється нульова напруга. Потім схема проходить через показану в табл. 4.3 послідовність станів.

Таблиця 4.3 – Послідовність станів АЦП

$U_{вх}$ = 0,6 В					$U_{вх}$ = 0 В				
N такту	U_Σ, В	U_i, В	$U_к$, біт	$U_{ЦАП}$, В	N такту	U_Σ, В	U_i, В	$U_к$, біт	$U_{ЦАП}$, В
1	0,6	0,6	1	1	1	1	1	1	1
2	-0,4	0,2	1	1	2	-1	0	0	-1
3	-0,4	-0,2	0	-1	3	1	1	1	1
4	1,6	1,4	1	1	4	-1	0	0	-1
5	-0,4	1,0	1	1	5	1	1	1	1
6	-0,4	0,6	1	1	6	-1	0	0	-1
7	-0,4	0,2	1	1	7	1	1	1	1
8	-0,4	-0,2	0	-1	8	-1	0	0	-1
9	1,6	1,4	1	1	9	1	1	1	1
10	-0,4	1,0	1	1	10	-1	0	0	-1
11	-0,4	0,6	1	1	11	1	1	1	1
12	-0,4	0,2	1	1	12	-1	0	0	-1
13	-0,4	-0,2	0	-1	13	1	1	1	1
14	1,6	1,4	1	1	14	-1	0	0	-1
15	-0,4	1,0	1	1	15	1	1	1	1
16	-0,4	0,6	1	1	16	-1	0	0	-1

В тактові періоди 2 і 7 стани системи ідентичні, оскільки при незмінному вхідному сигналі $U_{вх} = 0{,}6$ В цикл роботи займає п'ять тактових періодів. Усереднення вихідного сигналу ЦАП за цикл дійсно дає величину напруги 0,6 В:

$$(1\text{-}1\text{+}1\text{+}1\text{+}1)/5\text{=}0{,}6.$$

Для формування вихідного коду такого перетворювача необхідно якимось чином перетворити послідовність бітів на виході компаратора у вигляді унітарного коду в послідовний або паралельний двійковий код. Це можна зробити за допомогою двійкового лічильника. Візьмемо чотирирозрядний лічильник. Підрахування бітів на виході компаратора за шістнадцятитактний цикл дає число 13. Неважко побачити, що при $U_{вх} = 1$ В на виході компаратора завжди буде одиниця, що дає за цикл число 16, тобто переповнення лічильника. Навпаки, при $U_{вх} = -1$ В на виході компаратора завжди буде нуль, що дає рівний нулю вміст лічильника в кінці циклу. У випадку, коли $U_{вх} = 0$ то, як це видно із табл. 4.2, результат лічби за цикл становитиме 8_{10} або 1000_2. Це значить, що вихідне число АЦП подається в зміщеному коді. В розглянутому прикладі верхня межа повної шкали становитиме 1111_2 або $+7_{10}$, а нижня – 0000_2 або -8_{10}. При $U_{вх} = 0{,}6$ В, як це видно із лівої половини табл. 4.2, вміст лічильника становитиме 1310 в зміщеному коді, що відповідає +5. Враховуючи, що +8 відповідає $U_{вх} = 1$ В, знайдемо

$$5*1/8=0{,}625 > 0{,}6 \text{ В}.$$

При використанні двійкового лічильника як перетворювача потоку бітів, що надходять з виходу компаратора, необхідно виділити фіксований цикл перетворення, тривалість якого рівна добутку $K_{рах}\, f_{такт}$. Після його закінчення повинно проводитись зчитування результату, наприклад, за допомогою регістра-засувки і обнулення лічильника. В цьому випадку с точки зору завадопоглинаючих властивостей сигма-дельта АЦП близькі до АЦП багатотактового інтегрування. Більш ефективним, з цієї точки зору, є використання в сигма-дельта АЦП цифрових фільтрів з скінченною тривалістю перехідних процесів.

В сигма-дельта АЦП звичайно використовуються цифрові фільтри з амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) виду $(\sin x/x)^3$. Передатна функція такого фільтра в z-області визначається за виразом

$$W(z)=\left[\frac{1-z^{-M}}{M\left(1-z^{-1}\right)}\right]^3,$$

де M – ціле число, яке задається програмно і дорівнює відношенню тактової частоти модулятора до частоти відліків фільтра. (Частота відліків – це частота, з якою обновляються дані). Наприклад, для АЦП AD7714 це

число може набувати значень від 19 до 4000. В частотній області модуль передатної функції фільтру

$$H(f)=\left[\frac{\sin(M\pi f/f_{такт})}{M\cdot\sin(\pi f/f_{такт})}\right]^3 \qquad (4.47)$$

На рис. 4.41 наведено графік амплітудно-частотної характеристики цифрового фільтра, побудований згідно з виразом (4.47) при $f_{такт}$ = 38,4 кГц і M = 192, що дає значення частоти відліків, що збігається з першою частотою резекції фільтра АЦП, $f_{відл}$ = 50 Гц. Порівняння цієї АЧХ із АЧХ коефіцієнта поглинання завад АЦП з дворазовим інтегруванням (рис. 4.38) показує значно кращі завадопоглинальні властивості сигма-дельта АЦП.

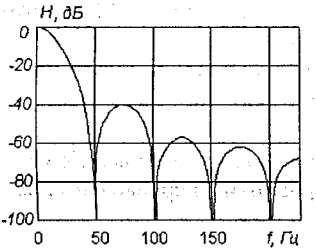


Рисунок 4.41

Водночас використання цифрового фільтра нижніх частот у складі сигма-дельта АЦП замість лічильника викликає перехідні процеси при зміненні вхідної напруги. Час встановлення цифрових фільтрів із скінченною тривалістю перехідних процесів, як випливає із їх назви, становить для фільтра типу $(\sin x/x)^3$ чотири періоди частоти відліків, а при початковому обнуленні фільтра – три періоди. Це зменшує швидкодію систем збирання даних на основі сигма-дельта АЦП. Тому випускаються мікросхеми AD7730 і AD7731, оснащені складним цифровим фільтром, що забезпечує перемикання каналів із часом встановлення 1 мс при збереженні ефективної розрядності не менше 13 біт (так званий Fast-Step режим). Звичайно цифровий фільтр виготовляється на тому ж кристалі, що і модулятор, але іноді вони випускаються у вигляді двох окремих мікросхем (наприклад, AD1555 – модулятор четвертого порядку і AD1556 – цифровий фільтр).

Порівняння сигма-дельта АЦП із АЦП багататактного інтегрування показує значні переваги перших. Передусім, лінійність характеристики перетворення сигма-дельта АЦП вища, ніж у АЦП багататактного інтегрування рівної вартості. Це пояснюється тим, що інтегратор сигма-дельта АЦП працює в значно вужчому динамічному діапазоні, і нелінійність перехідної характеристики підсилювача, на якому побудований інтегратор, проявляється значно менше. Ємність конденсатора інтегратора у сигма-дельта АЦП значно менша (десятки пікофарад), тобто цей конденсатор може бути виготовлений прямо на кристалі мікросхеми. Як наслідок, сигма-дельта АЦП практично не мають зовнішніх елементів, що

суттєво зменшує площу, яку вони займають на платі, і понижує рівень шумів. В результаті, наприклад, 24-розрядний сигма-дельта АЦП AD7714 виробляється у вигляді однокристальної мікросхеми в 24-виводовому корпусі, споживає 3 мВт потужності і коштує приблизно 14 доларів США, а 18-розрядний АЦП восьмитактного інтегрування НІ-7159 споживає 75 мВт і коштує близько 30 доларів. Крім того, сигма-дельта АЦП починає давати правильний результат через 3-4 відліки після стрибкоподібної зміни вхідного сигналу, що при величині першої частоти резекції, рівній 50 Гц, і 20-розрядній розрізнювальній здатності складає 60-80 мс, а мінімальний час перетворення АЦП НІ-7159 для 18-розрядної розрізнювальної здатності і тій же частоті резекції складає 140 мс. Нині ряд провідних щодо аналого-цифрових мікросхем фірм, такі як Analog Devices і Burr-Brown, припинили виробництво АЦП багатотактного інтегрування, повністю перейшовши в області АЦ-перетворення високої розрізнювальної здатності на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП високої розрізнювальної здатності мають розвинуту цифрову частину, що включає мікроконтролер. Це дозволяє реалізувати режими автоматичного установлення нуля і самокалібрування повної шкали, зберігати калібрувальні коефіцієнти і передавати їх за запитом зовнішнього процесора.

4.7.3 Параметри АЦП

При послідовному зростанні значень вимірюваної напруги $U_x(t)$ від 0 до значення, що відповідає верхній межі вимірювання, вихідний цифровий сигнал D(t) є ступінчасто-квантованою постійною лінією. Таку залежність називають статичною характеристикою АЦ-перетворення.

За відсутності інструментальної похибки середні точки квантів розташовані на ідеальній прямій 1 (рис. 4.42), якій відповідає ідеальна статична характеристика АЦП.

Реальна статична характеристика АЦ-перетворення може суттєво відрізнятися від ідеальної за розмірами та формою квантів, а також розташуванням на площині координат. Для кількісного оцінювання цих відмінностей є ряд характеристик.

Статичні характеристики

Роздільна здатність – величина, обернена максимальній кількості кодових комбінацій на виході АЦП.

Роздільна здатність подається у відсотках, розрядах або децибелах і характеризує потенціальні можливості АЦП з точки зору забезпечення

точності вимірювання. Наприклад, дванадцятирозрядний АЦП має роздільну здатність

$$\frac{1}{2^n}=\frac{1}{2^{12}}=\frac{1}{4096} \text{ або } \frac{1}{2^{12}}\cdot 100\,\%=0{,}0244\ \%, \text{ або } 72{,}2 \text{ дБ}.$$

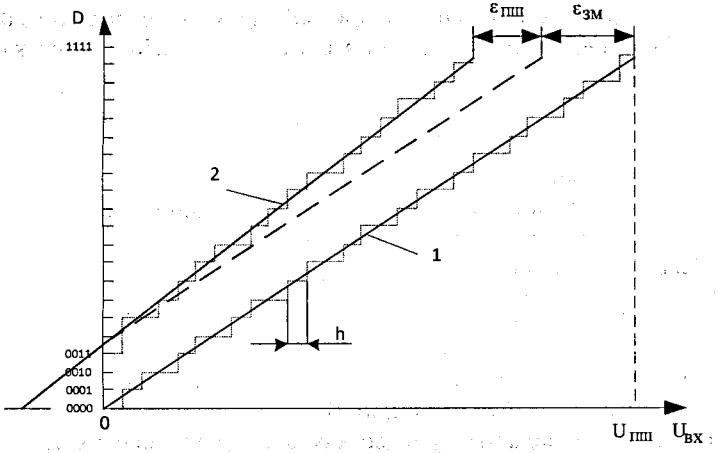


Рисунок 4.42

Роздільна здатність характеризує приріст вхідної напруги АЦП U_X при зміні D_j на одиницю молодшого розряду (ОМР). Цей приріст і є кроком квантування h.

Для двійкових кодів АЦ-перетворення номінальне значення кроку квантування визначається

$$h=\frac{U_{H\,max}}{2^n-1},$$

де $U_{H\,max}$ – номінальне максимальне значення вхідної наруги АЦП, що відповідає максимальному значенню вихідного двійкового коду ($N_{max}=2^n$), n – розрядність АЦП.

Чим більша розрядність АЦП, тим вища його розрізнювальна здатність.

Похибка повної шкали – відносна різниця між реальним і ідеальним значеннями верхньої межі АЦП-перетворення (повної шкали $U_{пш}$) за умови відсутності зміщення нуля.

$$\delta_{пш}=\frac{\varepsilon_{пш}}{U_{пш}}\cdot 100\,\%.$$

Ця похибка є мультиплікативною складовою повної похибки. Інколи вина подається кількістю ОМР.

Похибка зміщення нуля – значення вхідної напруги U_X, для якої вхідний код ЦАП дорівнює нулю.

Це є адитивна складова повної похибки, яка визначається так

$$\varepsilon_{ЗМ} = U_{X01} - \frac{h}{2},$$

де U_{X01} – значення вхідної напруги, при якій відбувається перехід з 0 в 1.

Ця складова похибки подається в мілівольтах або у відсотках до повної шкали

$$\delta_{ЗМ} = \frac{\varepsilon_{ЗМ}}{U_{ПШ}} \cdot 100\,\%.$$

Похибки повної шкали і зміщення нуля можуть бути зменшені або підстроюванням аналогової частини схеми АЦП, або її корекцією обчислювальним алгоритмом цифрової частини.

Похибки лінійності характеристики не можуть бути усунені такими простими засобами, як попередні.

Нелінійність – максимальне відхилення реальної характеристики АЦП-перетворення $D(U_X)$ від оптимальної (лінія 2 на рис. 4.42).

Оптимальна характеристика знаходиться емпірично так, щоб мінімізувати значення похибки нелінійності.

Нелінійність подається у відсотках, але у довідникових даних може наводитися в ОМР. Для характеристики, що наведена на рис. 4.43, похибка нелінійності визначається

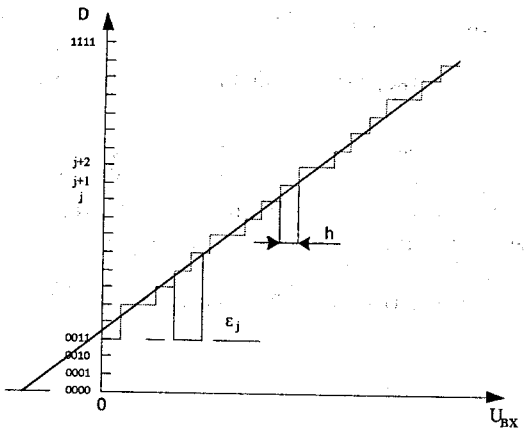


Рисунок 4.43

$$\delta_{Л} = \frac{\varepsilon_j}{U_{ПШ}} \cdot 100\,\%.$$

Диференціальною нелінійністю АЦП в даній точці k характеристики перетворення називається різниця між значеннями кванта перетворення h_k в даній точці і середнім значенням кванта перетворення h.

В специфікаціях на конкретні АЦП значення диференціальної нелінійності подається в долях ОМР або у відсотках.

Для характеристики, що наведена на рис. 4.43,

$$\delta_{ДЛ} = \frac{h_k - h}{U_{ПШ}} \cdot 100\,\%.$$

Похибка диференціальної лінійності характеризує такі властивості АЦП: пропускання кодів; монотонність характеристики перетворення.

Пропускання кодів – властивість АЦП видавати всі можливі вихідні коди при зміні вхідної напруги від початкової до кінцевої точок із діапазону перетворення.

Приклад пропускання коду i+1 наведено на рис. 4.43. При нормуванні пропускання кодів подається еквівалентна розрядність АЦП – максимальна кількість розрядів АЦП, для яких пропускання відповідних їм кодових комбінацій відсутнє.

Монотонність характеристики перетворення – це незмінюваність знака приросту вихідного коду при монотонній зміні вхідного сигналу.

Монотонність не гарантує малих значень диференціальної нелінійності і пропускання кодів.

Температурна нестабільність АЦ-перетворення характеризується температурним коефіцієнтом похибки повної шкали і похибкою зміщення нуля.

Динамічні характеристики

Виникнення динамічних похибок пов'язано з дискретизацією сигналів, що суттєво змінюються в часі.

Виділяють такі параметри АЦП, що характеризують їхню динамічну точність.

Максимальна частота дискретизації – це максимальна частота, з якою здійснюється утворення вибіркових значень сигналу, при якій вибраний параметр АЦП не виходить за нормовані межі.

Характеризується даний параметр кількістю вибірок за секунду.

Нормованим параметром може бути, наприклад, монотонність характеристики перетворення або похибка лінійності.

Час перетворення ($t_{ПР}$) – це проміжок часу від початку перетворення до появи на виході АЦП сигналу «кінець перетворення», що відповідає наявності стабільного коду.

Для одних АЦП (послідовного наближення) час перетворення є змінною величиною, яка залежить від значення вхідного сигналу, для інших (паралельних), цей параметр практично незмінний.

Час вибірки (стробування) – проміжок часу, протягом якого відбувається утворення одного вибіркового значення.

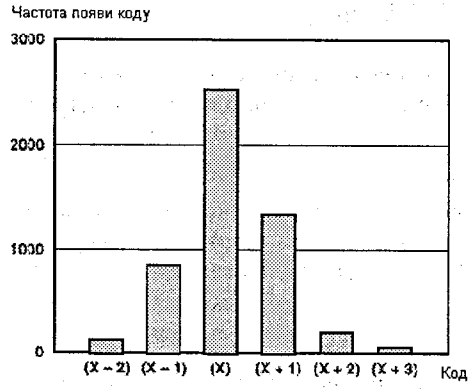


Рисунок 4.44

При роботі без пристрою вибірки-зберігання час вибірки і час перетворення однакові.

Випадкові похибки АЦП

В ідеалі, багаторазові вимірювання фіксованого постійного сигналу повинні дати один і той самий код на виході АЦП. Якщо подати на вхід АЦП постійний сигнал і записати велику кількість вибірок, то в результаті матимемо деякий розподіл кодів. Це пояснюється впливом шумів, завад на результат вимірювання.

Якщо «підігнати» розподіл Гауса до отриманої гістограми, стандартне відхилення буде наближено еквівалентним середньоквадратичному значенню вхідного шуму АЦП. На рис. 4.44 наведено гістограму результатів 5000 перетворень постійного вхідного сигналу, що виконані 16-ти розрядним АЦП.

Як видно з гістограми, всі результати перетворення розподілені на шість кодів. Середньоквадратичне значення шуму і характеризує випадкову похибку.

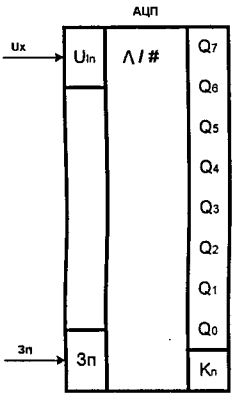
4.7.4 Алгоритм взаємодії АЦП і числового перетворювача

Умовне графічне позначення аналого-цифрового перетворювача наведено на рис. 4.45, а часові діаграми сигналів Зп і Кп – на рис. 4.46.

Вимірювана аналогова напруга U_X подається на аналоговий вхід U_{In}. За сигналом Зп відбувається запуск аналого-цифрового перетворення. Після його завершення на виході Кп з'являється одиничний рівень сигналу «кінець перетворення КП», а на цифрових виходах N_7, N_6, … N_0 – формується двійковий код, який можна передавати в пам'ять мікропроцесора (числового перетворювача).

Аналіз наведених часових діаграм роботи показує, що швидкодія вимірювального каналу має такі складові

$$t_B = t_{АЦП} + t_{ДР},$$



де $t_{АЦП}$ – час перетворення аналогової величини в двійковий код;

$t_{ДР}$ – час, який необхідно витратити на роботу програмного драйвера.

Значення $t_{АЦП}$ визначається швидкодією елементної бази, на якій реалізовано АЦП. Тому для підвищення швидкодії процесу вимірювання необхідно зменшувати $t_{ДР}$. Оскільки час вимірювання t_B є періодом $T_{ЗП}$ частоти сигналів запуску АЦП, то

$$f_{ЗП}=\frac{1}{T_{ЗП}}=\frac{1}{t_{АЦП}+t_{ДР}}.$$

Рисунок 4.45

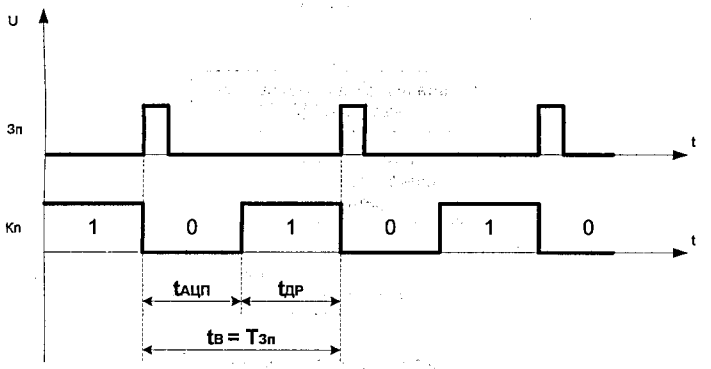


Рисунок 4.46

Якщо реалізувати інтерфейс обміну вимірювальною інформацією між цифровими виходами АЦП і ОЗП мікропроцесора в програмному режимі роботи, то узагальнений алгоритм роботи програмного драйвера матиме вигляд, як показано на рис. 4.47.

Такий підхід до організації взаємодії апаратно-програмних засобів характеризується простотою апаратної реалізації, але має невисоку швидкодію. Більш швидкодіючим є режим переривання. Найвищу швидкодію обміну вимірювальною інформацією між АЦП і МП має режим прямого доступу до пам'яті мікропроцесора.

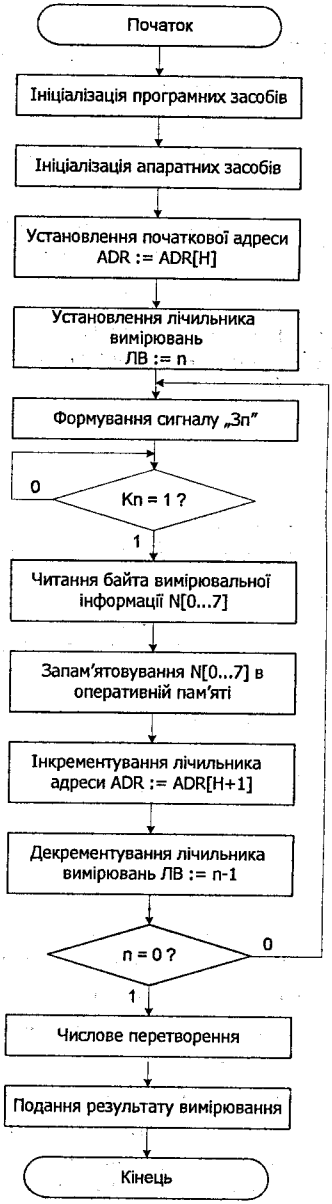

Початок
Ініціалізація програмних засобів
Ініціалізація апаратних засобів
Установлення початкової адреси
ADR := ADR[H]
Установлення лічильника
вимірювань
ЛВ := n
Формування сигналу „Зп"
0
Кп = 1 ?
1
Читання байта вимірювальної
інформації N[0...7]
Запам'ятовування N[0...7] в
оперативній пам'яті
Інкрементування лічильника
адреси ADR := ADR[H+1]
Декрементування лічильника
вимірювань ЛВ := n-1
n = 0 ?
0
1
Числове перетворення
Подання результату вимірювання
Кінець

Рисунок 4.47

Контрольні питання

1. **Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи АЦП двотактного інтегрування.**
2. **Поясніть принцип дії даного АЦП в першому такті.**
3. **Виділіть особливості роботи АЦП в другому такті.**
4. **Виведіть рівняння перетворення для цього АЦП.**
5. **Проаналізуйте рівняння перетворення і покажіть особливості двотактного інтегрування.**
6. **Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії сигма-дельта АЦП.**
7. **Назвіть основні переваги сигма-дельта АЦП над АЦП двотактного інтегрування.**
8. **Як визначають коефіцієнт передачі завади $K_З$?**
9. **Яку характеристику АЦП називають статичною?**
10. **Що розуміють під розрізнювальною здатністю АЦП? Наведіть приклади.**
11. **Як оцінити похибку повної шкали?**
12. **Чому похибку зміщення нуля відносять до адитивної складової?**
13. **Поясніть суть такого параметра АЦП, як нелінійність.**
14. **Що таке диференціальна нелінійність і які властивості АЦП вона характеризує?**
15. **Поясніть суть таких властивостей АЦП, як пропускання коду, монотонність характеристики.**
16. **Розкрийте суть динамічних характеристик АЦП.**
17. **Наведіть умовне графічне позначення АЦП та часові діаграми сигналів $З_п$ і $К_п$.**
18. **Проаналізуйте алгоритм обміну інформацією між АЦП і числовим перетворювачем.**
19. **Як визначити швидкодію вимірювального каналу.**
20. **Як практично визначити час АЦ-перетворення?**
21. **Як за лістингом програмного драйвера визначити час його роботи?**
22. **Як визначають частоту сигналів запуску АЦП?**

Розділ 5 ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

Магнітні вимірювання виконуються з метою дослідження характеристик магнітних полів, матеріалів та готових виробів. Широке застосування магнітні вимірювання знаходять в магнітній дефектоскопії, в контролі за роботою установок атомної та ядерної фізики, при визначенні характеристик електромагнітних полів високовольтних ліній електропередач та ін.

Основними величинами, які визначають магнітне поле, є напруженість H, індукція B та магнітний потік Ф. Магнітні матеріали характеризуються залежностями B(H), залежністю магнітної проникності від напруженості μ(H) та ін. Зв'язок між магнітними величинами визначається співвідношеннями: $\overline{B} = \mu_a \overline{H}$, $\Phi = \int \overline{B} d\overline{S}$. Рисочки над літерами позначають векторні величини.

Для вимірювання магнітних величин електричними методами їх необхідно спочатку перетворити в електричні величини.

Для цього застосовуються перетворювачі магнітних величин в електричні.

5.1 Вимірювальні перетворювачі магнітних величин

Індукційні перетворювачі. Дія індукційного перетворювача базується на явищі електромагнітної індукції. За допомогою індукційних перетворювачів можна визначити характеристики як постійних, так і змінних магнітних полів.

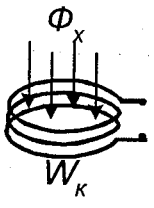


Рисунок 5.1

Найбільш поширеним видом індукційного перетворювача є вимірювальна котушка $W_к$, яка поміщається в вимірювальне поле (рис. 5.1). Потім будь-яким способом здійснюється зміна магнітного потоку $Ф_x$, який проходить через площину S, охоплену витками вимірювальної котушки. В котушці при цьому індукується е.р.с. $e = -W_к(d\Phi_x/dt)$.

Отже, відбувається перетворення магнітної величини в електричну – е.р.с. е. Потім здійснюється обробка е.р.с. або струму, що наводиться в колі котушки цієї е.р.с., в результаті якої визначається $Ф_x$ та пов'язані з $Ф_x$ магнітні величини.

Якщо потік, що перетинає вимірювальну котушку, постійний, то його можна змінювати різними способами: внести котушку в поле, вилучити її з поля, повернути її на певний кут, увімкнути або вимкнути струм, який створює поле (коли воно створюється за допомогою котушок або електромагнітів). Таку котушку називають індукційно-

імпульсним перетворювачем. Існують також обертові та вібраційні вимірювальні котушки для вимірювання характеристик постійних магнітних полів.

Потік Φ_x може бути змінним у часі; у цьому випадку немає необхідності здійснювати які-небудь маніпуляції з вимірювальною котушкою.

Гальваномагнітні перетворювачі. В гальваномагнітних перетворювачах використовуються ефекти, що виникають у напівпровідниках або металах, які знаходяться в магнітному полі. Найбільш широко для магнітних вимірювань використовуються ефект Холла та ефект Гаусса.

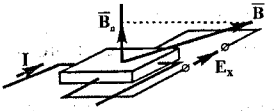


Рисунок 5.2

Ефект Холла полягає у виникненні різниці потенціалів між боковими гранями пластини з напівпровідникового матеріалу, яка помішається в магнітне поле.

Через дві інші грані пластини пропускається струм I (рис. 5.2).

Різниця потенціалів, яка виникає між гранями пластини, називається е.р.с. Холла E_x. Вона пов'язана з вимірюваною магнітною індукцією таким співвідношенням:

$$E_x = R_x \cdot I \cdot B_n / n, \qquad (5.1)$$

де R_x – постійна Холла, яка залежить від властивостей матеріалу пластини; I – струм, B_n – перпендикулярна до пластини складова вектора магнітної індукції; n – товщина пластини.

Як видно із співвідношення (5.1), е.р.с. Холла залежить від кута нахилу вектора $\overline{B}$ до поверхні пластини. Повертаючи пластину, за максимумом е.р.с. можна визначити напрям вектора індукції $\overline{B}$.

Пластина перетворювача Холла має малі розміри (максимальний з розмірів 1–1,5 мм), тому за допомогою цього перетворювача можна вимірювати індукцію в малих проміжках.

Матеріалами для виготовлення перетворювачів Холла служать германій, кремній, арсенід галію, сурм'янистий індій та ін.

Перетворювачі Холла застосовуються для вимірювання як постійних, так і змінних магнітних полів у широкому діапазоні частот. Похибка перетворення складає 1–3 %. Недоліками перетворювача Холла є невисока чутливість та сильна залежність постійної Холла від температури.

Ефект Гаусса полягає у зміні опору деяких матеріалів при внесенні їх у магнітне поле.

Перетворювачі, які використовують цей ефект, називаються магніторезистивними. Для їх виготовлення використовують вісмут, сурм'янистий індій, сурм'янистий нікель та інші матеріали.

Відносна зміна опору матеріалу під дією магнітної індукції

$$\Delta R/R_0 = A \cdot u_{нз} \cdot B^2, \qquad (5.2)$$

де R_0 – опір при B = 0; A – коефіцієнт, який залежить від форми і розмірів перетворювача та властивостей матеріалу; $u_{нз}$ – рухливість носіїв заряду.

Найбільшу відносну зміну дає перетворювач, який має форму диска з електродом в центрі та електродом у вигляді обода на диску (диск Корбіно).

Знаходять застосування також перетворювачі у вигляді спіралі, прямокутної форми та у вигляді меандру. Перевагою останнього є високий омічний опір. Недоліком магніторезистивних перетворювачів, як і перетворювачів Холла, є сильна залежність від температури.

Магніторезистивні перетворювачі звичайно вмикаються в чотириплечі мости.

Гальваномагніторекомбінаційні перетворювачі (ГМРП) основані на зміні середньої концентрації носіїв заряду під дією магнітного поля, що проявляється у провідниках, які мають поверхні з різною швидкістю рекомбінації носіїв заряду. ГМРП звичайно являють собою тонку напівпровідникову пластину (рис. 5.3), у якої одна з бокових поверхонь (1) оброблена грубо, а інша (2) – відполірована. Внаслідок цього біля поверхні 1 швидкість рекомбінації носіїв зарядів на 2–3 порядки більша, ніж біля поверхні 2.

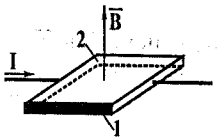


Рисунок 5.3

При розміщенні пластини в магнітному полі під дією сили Лоренца відбудеться зміщення носіїв зарядів до однієї з бокових поверхонь. Якщо напрям вектора $\overline{B}$ такий, що заряди переміщуються до поверхні 1, то загальна концентрація носіїв зарядів зменшується, і відповідно зростає опір ГМРП. При зворотному напрямі вектора індукції опір ГМРП зменшиться. Отже, на відміну від магніторезисторів, у ГМРП зміна опору залежить від напряму вектора магнітної індукції $\overline{B}$. При незмінному напрямі $\overline{B}$ зміни знака приросту опору можна досягти зміною напряму струму. Отже, в магнітному полі ГМРП має властивості, аналогічні властивостям діода.

Чутливість до магнітної індукції ГМРП $S_B = \Delta U_{вих}/\Delta B$ на 2–3 порядки більша за чутливість перетворювачів Холла.

Феромодуляційні перетворювачі (ферозонди) являють собою у найпростішому випадку систему із двох однакових стержневих магнітопроводів, виконаних з матеріалів з високою магнітною проникністю (пермалою), з нанесеними на кожний з них двома обмотками (рис. 5.4), причому $W_1 = W_2$, $W_3 = W_4$.

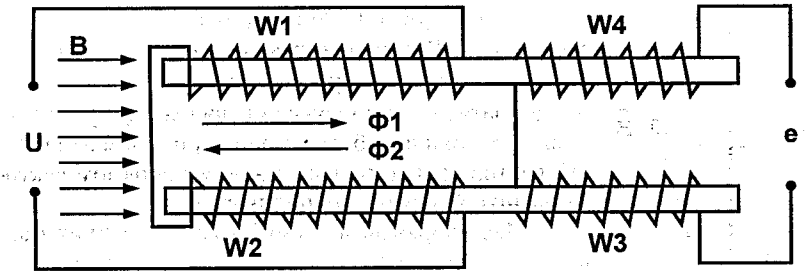


Рисунок 5.4

Обмотки W_1 та W_2 називаються обмотками збудження. Вони з'єднані таким чином, що створювані ними магнітні потоки направлені назустріч один одному. За відсутності зовнішнього магнітного поля при синусоїдному намагнічувальному струмі потоки в магнітопроводах несинусоїдні через нелінійність характеристики B(H) матеріалу осердь, але симетричні відносно осі часу. Е.р.с., що наводяться потоками у вимірюваних обмотках W_3 та W_4, будуть рівні, хоча вони також несинусоїдні, але симетричні відносно осі часу. Результувальна е.р.с. при зустрічному включенні обмоток W_3 та W_4 дорівнює нулю.

В результаті у вимірювальних обмотках W_3 та W_4 наведуться несинусоїдні та несиметричні відносно осі часу е.р.с. e_3 та e_4; при цьому непарні гармоніки будуть збігатися за фазою, а парні будуть у протифазі. Оскільки обмотки W_3 та W_4 з'єднані послідовно назустріч одна одній, то результувальна е.р.с. містить тільки суму парних гармонік, з якої за допомогою фільтра виділяють другу гармоніку. Вона й несе інформацію про вимірювану індукцію магнітного поля.

Феромодуляційні перетворювачі придатні для вимірювань як постійних, так і змінних магнітних полів. Прилади з цими перетворювачами найбільш чутливі. Їх похибка становить 1–2 %.

Ядерні перетворювачі магнітної індукції відносяться до групи квантових перетворювачів, робота яких основана на взаємодії мікрочастинок з магнітним полем, такими мікрочастинками, зокрема, є ядра атомів речовини, яка має момент кількості руху (спін та магнітний момент). Відношення магнітного моменту мікрочастинки до її механічного моменту називають гіромагнітним відношенням і позначають γ.

Відомо, що магнітні моменти ядер речовини, внесеної в постійне магнітне поле, орієнтуються в напрямку цього поля. При зміненні напряму зовнішнього поля результувальний ядерний магнітний момент $M_м$ починає прецесувати відносно нового напряму вектора магнітної індук-

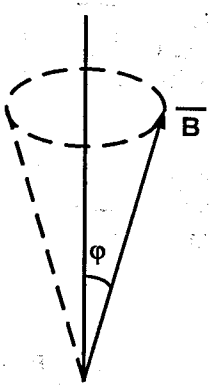


Рисунок 5.5

ції (рис. 5.5), тобто вектор $M_м$ буде обертатись з частотою $\omega = \gamma B$ відносно вектора магнітної індукції, створюючи конус з кутом φ при вершині. З часом процес затухає, при цьому кут прецесії φ прямує до нуля, а речовина набуває стаціонарної намагніченості, вектор якої збігається з новим напрямом вектора магнітної індукції зовнішнього поля.

Перетворювач для вимірювання слабких магнітних полів на основі ядерного магнітного резонансу має ампулу з робочою речовиною, яка розташована всередині котушки індуктивності.

При пропусканні струму через котушку індуктивності створюється попередня поляризація (тобто створюється початкова намагніченість) в напрямі вектора $\overline{B}_1$, який перпендикулярний до вектора індукції $\overline{B}$ вимірюваного поля. Потім струм відмикають і вимірюють частоту е.р.с., що наводиться в котушці за рахунок прецесії.

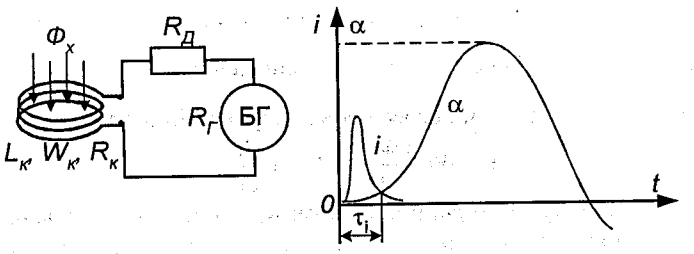
Точність вимірювань магнітної індукції за допомогою приладів, які використовують ядерний магнітний резонанс, може бути досягнута досить велика (0,001 %), оскільки гіромагнітне відношення γ та частота прецесії ω можуть бути визначені дуже точно, тому такі прилади використовують дуже часто для повірки інших приладів з більш низькими класами точності.

Недоліком приладів на основі ядерного магнітного резонансу є неможливість їх застосування для вимірювань в неоднорідних магнітних полях.

5.2 Вимірювання характеристик постійних магнітних полів

Балістичний магнітоелектричний гальванометр відрізняється від звичайних збільшеним моментом інерції рухомої частини. Для магнітних вимірювань балістичний гальванометр використовується разом з вимірювальною котушкою (рис. 5.6, а). При різкій зміні потоку Φ_x у вимірювальній котушці наводиться імпульс струму тривалістю τ_i (рис. 5.6, б). Рухома частина гальванометра приходить в коливальний рух з періодом коливань T_0, який значно перевищує τ_i: $T_0 = (20 \div 30)\tau_i$.

В момент часу $t = \tau_i$ відхилення рухомої частини α від положення рівноваги, в якому вона знаходилась до появи імпульсу, практично дорівнює нулю.



а) б)

Рисунок 5.6

Приблизно те саме можна сказати про пройдений артилерійським снарядом шлях в момент його вильоту із ствола порівняно з дальністю його польоту. Рух артилерійського снаряда описується балістикою, тому гальванометр, рух рухомої частини якого подібний рухові снаряда, називається балістичним.

Рівняння руху рухомої частини гальванометра було одержано нами раніше (2.19). Воно має вигляд:

$$J\cdot\frac{d^2\alpha}{dt^2}+P\cdot\frac{d\alpha}{dt}+W_{ПТ}\cdot\alpha=\Psi_0\cdot i. \qquad (5.3)$$

Розв'язуючи, тобто інтегруючи це рівняння при допущенні (у першому наближенні) $P=0$ та умовах $i(0)=0$; $i/t=\tau_i=0$; $\alpha(0)=0$; $\alpha/t=\tau_i=0$, одержимо, що рух рухомої частини буде описуватись рівнянням:

$$\alpha=\frac{\Psi_0}{J\cdot\omega}\cdot(\sin\omega t)\cdot Q, \qquad (5.4)$$

де $\omega=\sqrt{W_{ПТ}/J}$ – частота коливань рухомої частини, Q – кількість електрики в імпульсі струму.

Таким чином, амплітуда коливань рухомої частини виявляється пропорційною кількості електрики Q в імпульсі струму. Згідно з рівнянням (5.4) коливання рухомої частини незгасаючі, оскільки було прийнято $P=0$. При $P\neq 0$ та $(P/2J)^2<(W_{ПТ}/J)$ рух носить коливальний згасаючий характер. Але амплітуда першого коливання (першого "відкиду") α_{m1} залишається пропорційною кількості електрики в імпульсі:

$$\alpha_{m1}=S_Q\cdot Q, \qquad (5.5)$$

де S_Q – чутливість гальванометра до кількості електрики.

Як уже відмічалось вище, наведена у вимірювальній котушці е.р.с. пов'язана з вимірюваним потоком співвідношенням: $e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt}$. Вона врівноважується напругами на активних опорах та індуктивності кола:

$$e = -W_k \frac{d\Phi_x}{dt} = i \cdot R + L \frac{di}{dt}, \qquad (5.6)$$

де $R = R_к + R_г + R_д$ – активний опір кола; $R_к$ – опір вимірювальної котушки; $R_г$ – опір рамки гальванометра; $R_д$ – додатковий опір, який служить для встановлення коливального режиму руху рухомої частини та певної чутливості гальванометра; L – індуктивність вимірювального кола.

Інтегруючи (5.6) у межах від 0 до $t = \tau_i$ при початкових умовах $\Phi(0) = \Phi_x$; $\Phi/t = \tau_i = 0$; $i(0) = 0$; $i/t = \tau_i = 0$ та вважаючи L сталою величиною, одержуємо $\Phi_x = (R/W_к) \cdot Q$, звідки

$$Q = (W_к/R) \cdot \Phi_x. \qquad (5.7)$$

Підставивши (5.7) в (5.5), одержуємо:

$$\alpha_{m1} = S_Q (W_к/R) \cdot \Phi_x,$$

звідки

$$\Phi_x = (R/W_к) \cdot Q$$

або

$$\Phi_x = (C_\Phi/W_к) \cdot \alpha_{m1}, \qquad (5.8)$$

де $C_\Phi = R/S_Q$ – стала (ціна поділки) гальванометра за магнітним потоком. C_Φ залежить від опору R, тому її визначають експериментально за допомогою зразкової котушки індуктивності.

Якщо магнітне поле, в якому знаходиться вимірювальна котушка, однорідне, а площина її витків перпендикулярна силовим лініям, то індукцію та напруженість можна знайти із співвідношення: $B_x = \Phi_x/S_к$, $H_x = B_x/\mu_a$, де $S_к$ – площина, охоплена середнім витком вимірювальної котушки, μ_a – абсолютна магнітна проникність середовища.

5.3 Вимірювання різниці магнітних потенціалів

Різницю магнітних потенціалів (магнітну напругу) між точками a та b магнітного поля (рис. 5.7) можна виміряти за допомогою потенціалометричної котушки (гнучкого магнітного пояса).

Потенціалометрична котушка являє собою обмотку, яка складається з парного числа шарів і намотана на гнучкому каркасі з ізоляційного матеріалу. Виводи від обмотки являють собою гнучкі скручені провідники. Розташовані виводи на середині магнітного пояса. За допомогою цих виводів потенціалометр приєднується до балістичного гальваномет-

ра.

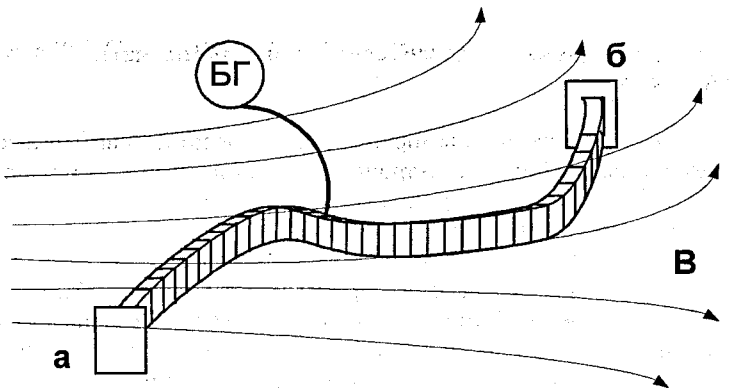


Рисунок 5.7

Потокозчеплення Ψ з потенціалометричною котушкою, кінці якої знаходяться в точках a та b, визначається виразом:

$$\Psi = \frac{W_к S}{l}\int_a^b B_l \cdot dl = \mu_0 \cdot K \int_a^b H_l \cdot dl, \qquad (5.9)$$

де S – площина, охоплена середнім витком котушки; l – довжина котушки; B_l – проекція вектора $\overline{B}$ на направлення dl; $K = W_к \cdot S/l$ – стала котушки (магнітного пояса). Значення інтеграла від H_l по dl не залежить від шляху інтегрування. Воно визначається тільки розташуванням точок a та b.

Різниця магнітних потенціалів між точками a та b, тобто магнітна напруга

$$U_{mab} = \int_a^b H_l \cdot dl. \qquad (5.10)$$

Із зіставлення (5.9) та (5.10) видно, що

$$U_{mab} = \frac{\Psi}{\mu_0 \cdot K}. \qquad (5.11)$$

Для вимірювання U_{mab} пояс розташовують так, щоб його кінці знаходились в точках a та b. Потім за допомогою балістичного гальванометра вимірюють Ψ, вилучаючи котушку з поля, або відключають струм, який створює поле, і помічають максимальний "відкид" гальванометра.

Сталу потенціалометричної котушки визначають експериментально, для чого використовують поле з відомою напруженістю. За допомо-

гою потенціалометричної котушки можна виміряти різницю потенціалів як в однорідних, так і в неоднорідних магнітних полях.

5.4 Вимірювання характеристик постійних магнітних полів веберметром

В практиці магнітних вимірювань застосовуються магнітоелектричні, фотокомпенсаційні та електронні веберметри. В усіх цих приладах використовується як перетворювач вимірювальна котушка.

Розглянемо магнітоелектричний веберметр.

Магнітоелектричний веберметр (рис. 5.8) являє собою чутливий магнітоелектричний механізм без протидійного моменту ($W_{ПТ} = 0$), до якого через безмоментні струмопідводи приєднується вимірювальна котушка з числом витків $W_к$. У зв'язку з тим, що опір кола механізму разом з вимірювальною котушкою малий, механізм працює в аперіодичному режимі з великим ступенем заспокоєння. При цьому коефіцієнт індукційного заспокоєння багато більший за коефіцієнт повітряного заспокоєння. Оскільки $P_і >> P_п$, вважаємо, що результувальний коефіцієнт заспокоєння $P \approx P_і$. При $W_{ПТ} = 0$ рівняння руху рухомої частини буде мати вигляд:

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \cdot \frac{d\alpha}{dt} = \Psi_0 \cdot i. \qquad (5.12)$$

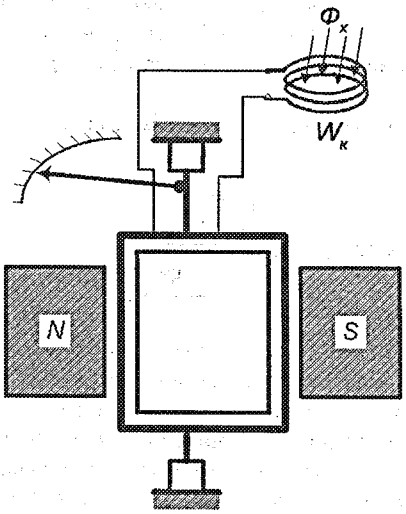


Рисунок 5.8

В подальшому будемо вважати, що вимірюваний магнітний потік Φ_x змінюється від Φ_x до нуля або від нуля до Φ_x. В будь-якому випадку зміна потоку $\Delta\Phi_x = \Phi_x$. При зміненні потоку у вимірювальній котушці виникає е.р.с. $e = -W_k\frac{d\Phi_x}{dt}$.

Вона врівноважується напругами на елементах кола: $e = iR + L\frac{di}{dt}$, звідки маємо

$$i = \frac{1}{R}\left(e - L\frac{di}{dt}\right), \qquad (5.13)$$

де $R = R_к + R_р$ – активний опір кола, $R_к$ – опір вимірювальної котушки, $R_р$ – опір рамки механізму веберметра, L – індуктивність вимірювального кола.

Підставимо (5.13) в (5.12):

$$J\cdot\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\cdot\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\Psi_0}{R}\left(e - L\frac{di}{dt}\right). \qquad (5.14)$$

Позначимо $t = 0$ – момент часу, який безпосередньо передує зміні потоку Φ_x; $t = t_1$ – момент часу, що настає відразу за закінченням зміни потоку Φ_x. Будемо мати на увазі, що струм i в колі існує тільки тоді, коли $e \neq 0$, тобто має місце зміна потоку Φ_x, а рухома частина механізму переміщається (при великому моменті індукційного заспокоєння) тільки тоді, коли $i \neq 0$. Проінтегруємо (5.14) від $t = 0$ до t_1:

$$J\cdot\int_0^{t_1}\frac{d^2\alpha}{dt^2}dt + P\cdot\int_0^{t_1}\frac{d\alpha}{dt}dt = \frac{\Psi_0}{R}\int_0^{t_1}e\cdot dt - L\frac{\Psi_0}{R}\int_0^{t_1}\frac{di}{dt}dt.$$

Одержимо:

$$J\cdot\frac{d\alpha}{dt}\Big|_0^{t_1} + P\cdot\alpha\Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} = \frac{\Psi_0}{R}\int_0^{t_1}e\cdot dt - L\frac{\Psi_0}{R}\cdot i\Big|_{i(0)}^{i(t_1)}. \qquad (5.15)$$

У (5.15) $\left.\frac{d\alpha}{dt}\right|_{t=0} = 0$, оскільки рухома частина ще не рухається; $\left.\frac{d\alpha}{dt}\right|_{t=t_1} = 0$, бо рухома частина вже не рухається. Тому перша складова $J\cdot\left.\frac{d\alpha}{dt}\right|_0^{t_1} = 0$.

Позначимо положення рамки (і, таким чином, стрілки на шкалі приладу) в момент $t = t_1$ кутом α_2. Тоді друга складова у лівій частині рівності дає нам $P\cdot(\alpha_2 - \alpha_1) = P\cdot\Delta\alpha$, де $\Delta\alpha$ – зміна показів веберметра.

Остання складова в (5.15) дорівнює нулю, оскільки $i(0) = 0$ і $i(t_1) = 0$. В результаті одержуємо:

$$P\cdot\Delta\alpha = \frac{\Psi_0}{R}\int_0^{t_1} e\cdot dt. \qquad (5.16)$$

Підставимо в (5.16) $e = -W_k\frac{d\Phi_x}{dt}$:

$$P\cdot\Delta\alpha = -\frac{\Psi_0}{R}W_k\int_0^{t_1}\frac{d\Phi_x}{dt}\cdot dt = -\frac{W_k\cdot\Psi_0}{R}\Delta\Phi_x, \qquad (5.16,а)$$

звідки (без урахування знака мінус)

$$\Delta\Phi_x = \Phi_x = \frac{R\cdot P}{W_k\cdot\Psi_0}\cdot\Delta\alpha = C_\Phi\cdot\Delta\alpha, \qquad (5.17)$$

де $C_\Phi = (R\cdot P)/(W_k\cdot\Psi_0)$ – постійна (ціна поділки) веберметра. З рівняння (2.22) виходить, що коефіцієнт індукційного заспокоєння $P_i = \Psi_0^2/R$. Тоді

$$C_\Phi = \frac{R\cdot P}{W_k\cdot\Psi_0} = \frac{R\cdot\Psi_0^2}{R\cdot W_k\cdot\Psi_0} = \frac{\Psi_0}{W_k}. \qquad (5.18)$$

Останнє співвідношення показує, що постійна веберметра не залежить від опору кола. Але цей вираз для C_Φ одержаний при допущенні $P_i >> P_п$, тобто коли опір кола малий. При великих опорах $P_п$ стає порівнянним з P_i, і постійна веберметра збільшується. Тому після експериментального визначення C_Φ за допомогою зразкової котушки взаємної індуктивності цю котушку з кола веберметра не виключають, залишаючи її ввімкненою послідовно (вторинною обмоткою) з вимірювальною котушкою. Тоді опір кола під час вимірювань веберметром залишається таким самим, яким він був під час визначення C_Φ.

У зв'язку з відсутністю механічного протидійного моменту вказівник веберметра займає довільне положення. Для встановлення вказівника в потрібне положення у веберметрі передбачений електромеханічний коректор, який являє собою допоміжний магнітоелектричний механізм.

До недоліків магнітоелектричного веберметра слід віднести невисоку чутливість та велику похибку (1÷3 % і більше, залежно від опору зовнішнього кола).

5.5 Випробування феромагнітних матеріалів

Феромагнітні матеріали використовуються у багатьох електротехнічних пристроях, таких як осердя котушок в реле, трансформаторах, електромеханічних вимірювальних приладах та ін., а також у вигляді постійних магнітів. Для правильного використання феромагнітних матеріалів необхідні знання про їх магнітні властивості. Для визначення властивостей проводять випробування феромагнітних матеріалів, тобто зняття (одержання) їх характеристик.

Характеристики феромагнітних матеріалів поділяють на статичні та динамічні. Статичні характеристики одержують в постійних полях або в полях, які змінюються повільно. До них відносяться початкова крива намагнічування, основна крива намагнічування та гранична петля гістерезису.

Динамічними називають характеристики магнітних матеріалів, одержані у змінних полях. Ці характеристики залежать не тільки від властивостей матеріалу, але й від цілого ряду факторів, таких як форма та розміри зразка, товщина листа, форма кривої залежності напруженості поля від часу та ін. Зважаючи на це, вони лише умовно можуть бути названі характеристиками. Динамічними характеристиками матеріалу є гранична динамічна петля перемагнічування, основна динамічна крива намагнічування, втрати енергії в матеріалі і інші, які можуть бути визначені за петлею та основною кривою (наприклад, такі, як різні види проникності).

Для випробувань виготовляють зразки матеріалу. Найбільш прийнятними є кільцеві зразки, в яких можна одержати майже однорідне поле. Вони забезпечують мінімальні потоки розсіювання та дозволяють з високою точністю розрахувати напруженість магнітного поля в них.

5.5.1 Визначення статичних магнітних характеристик

Схема установки наведена на рис. 5.9. На кільцевий зразок намотані дві обмотки: W_1 – намагнічувальна; W_2 – вимірювальна, в коло якої увімкнуті балістичний гальванометр БГ та котушка взаємної індуктивності М.

Перед випробуванням матеріалу визначають за допомогою котушки взаємної індуктивності М сталу за потокозчепленням балістичного гальванометра.

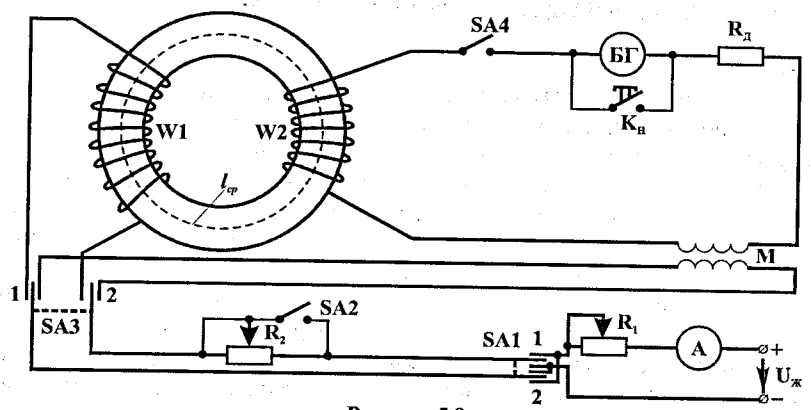


Рисунок 5.9

Для цього при розімкненому SA4 та ключі SA3 в положенні 2 через первинну обмотку котушки М встановлюють припустимий для котушки струм. Потім замикають SA4 і вмикають струм у первинній котушці, фіксуючи перший максимальний "відкид" гальванометра. У вторинному колі котушки М відбувається зміна потокозчеплення на величину $\Psi_м = I \cdot M$; пропорційним йому виходить перший максимальний "відкид": $\Psi_м = C_\Psi \cdot \alpha_{m1}$. Звідси визначають сталу гальванометра за потокозчепленням.

Потім необхідно розмагнітити зразок. Перемикач SA3 повинен при цьому знаходитись в положенні 1, вимикач SA4 при виконанні всіх підготовчих операцій повинен знаходитись у розімкреному стані, SA2 – в увімкненому положенні. Реостатом R_1 встановлюють струм, який відповідає глибокому насиченню матеріалу. Потім, постійно перемикаючи SA1 з одного положення в інше (змінюючи тим самим напрям струму в обмотці W_1), зменшують реостатом R_1, а якщо потрібно – і R_2 (при розімкненому SA2), струм в обмотці W_1 до нуля. Після цього можна приступати до випробувань матеріалу.

Для знімання якої-небудь точки основної кривої намагнічування перш за все необхідно здійснити магнітну підготовку, яка полягає в циклічному (10–20 разів) перемагнічуванні зразка при встановленому струмі, наприклад, струмі I_1, якому відповідає напруженість H_{m1} (рис. 5.10). При зніманні основної кривої намагнічування (у тому числі й при магнітній підготовці) перемикач SA2 повинен бути замкнений.

Струм в намагнічувальній обмотці встановлюється реостатом R_1 за амперметром А. Після закінчення магнітної підготовки ключ SA1 замикають в будь-якому положенні – 1 чи 2, замикають SA4 та вимикають

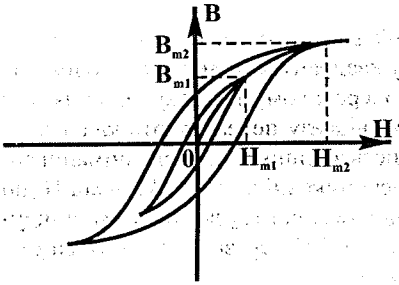


Рисунок 5.10

(або перемикають) струм в обмотці W_1. За "відкидом" гальванометра визначають потокозчеплення Ψ_1 у зразку, а за ним – індукцію $B_{m1} = \Psi_1/W_2 \cdot S_0$, де S_0 – переріз зразка. Напруженість розраховують за формулою: $H_{m1} = I_1 \cdot W_1/l_{cp}$, де l_{cp} – довжина середньої магнітної лінії в зразку.

Аналогічно знімається точка з координатами B_{m2}–H_{m2} при струмі I_2 в обмотці W_1. Потім, проводячи лінію через одержані точки, одержують основну криву намагнічування як геометричне місце вершин частинних петель перемагнічування.

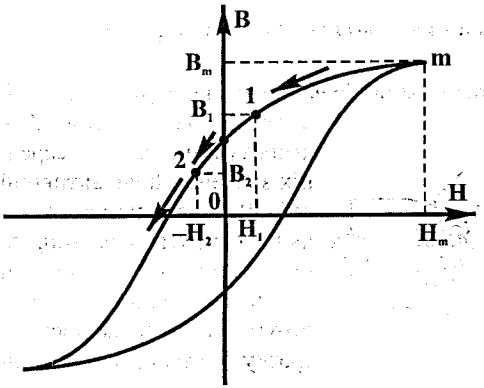


Рисунок 5.11

Для знімання точок, які лежать на граничній петлі перемагнічування при замкненому SA2 (SA3 – в положенні 1) реостатом за амперметром A встановлюють струм I_m, який відповідає вершині граничної петлі гістерезису з координатами H_m, B_m (рис. 5.11).

Потім розмикають ключ SA2 та реостатом R_2 за амперметром A встановлюють струм, дещо менший за I_m. Знову замикають ключ SA2 – у колі буде струм I_m. При цьому струмі проводять магнітну підготовку, одержуючи в кінці її стабільну граничну петлю гістерезису; стан матеріалу зразка визначається при цьому точкою m. Потім, підключивши БГ ключем SA4, розмикають ключ SA2.

Напруженість у зразкові зменшується від значення H_m до H_1, індукція – від B_m до B_1, потік змінюється на величину $\Delta\Phi_1 = (B_m - B_1) \cdot S_0$. За "відкидом" БГ визначають $\Delta\Phi_1$, а потім, знаючи B_m, обчислюють B_1.Для одержання значення залишкової індукції B_r після магнітної підготовки вимикають намагнічувальний струм I_m. При цьому індукція зменшується від B_m до B_r.

Для одержання точок на спадній ділянці петлі перемагнічування, які знаходяться в другому та третьому квадрантах (наприклад, точок 2 та 3), виконують все так саме, що і в попередньому випадку, за винятком того, що після розмикання ключа SA2 відразу перемикають ключ SA1. При розмиканні ключа SA2 напруженість зменшується (при зніманні точки 2) від значення H_m до H_1, а при перемиканні ключа SA1 – від H_1 до мінус H_1. У цілому напруженість змінюється від H_m до мінус H_1, а індукція – від B_m до B_2. Висхідну частину петлі гістерезису будують симетрично відносно початку координат спадної вітки.

Для визначення статичних характеристик магнітних матеріалів промисловістю випускається ряд спеціальних вимірювальних установок, таких як У5045, У506, У032.

5.5.2 Визначення динамічних магнітних характеристик

Схема для проведення таких випробувань наведена на рис. 5.12. В схемі два вольтметри: V_1 – амплітудних та V_2 – середніх значень. Якщо активний опір R в колі намагнічувального струму великий, то при синусоїдній напрузі живлення форми кривої струму і напруженості в зразку близькі до синусоїдних.

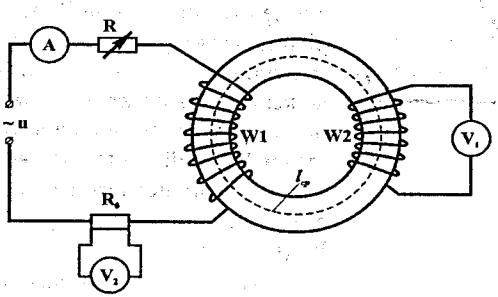


Рисунок 5.12

У цьому випадку напруженість H_m обчислюють за формулою:

$$H_m = \sqrt{2} \cdot I \cdot W_1 / l_{ср},$$

де I – діюче значення намагнічувального струму; W_1 – число витків намагнічувальної котушки; $l_{ср}$ – довжина середньої лінії кола зразка.

Якщо ж активний опір R = 0, то близькою до синусоїдної виявляється форма кривої індукції, і для визначення напруженості в зразку вимірюють вольтметром амплітудних значень V_1 спад напруги U_m на зразковому резисторі R_0, який має малий опір.

За цими даними знаходять

$$H_m = Um \cdot W_1 / (R_0 \cdot l_{ср}).$$

Цей же ж спосіб можна використати й для визначення H_m кривої синусоїдної форми.

Магнітну індукцію B_m можна визначити через середнє значення е.р.с., яке вимірюється вольтметром V_2. Для встановлення співвідношення між $e_{ср}$ та B_m розглянемо графіки залежностей потоку в зразку та е.р.с. в обмотці W від часу (рис. 5.13).

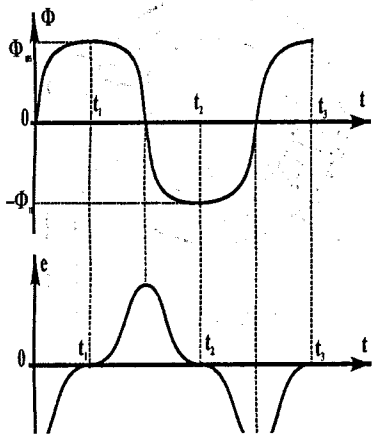


Рисунок 5.13

Відомо, що $e = -W_2 \frac{d\Phi}{dt}$. Середнє випрямлене значення е.р.с. дорівнює:

$$E_{ср} = \frac{1}{T/2} \int_{t_1}^{t_2} e dt. \qquad (5.19)$$

Підставляючи в (5.19) вираз $e = -W_2 \frac{d\Phi}{dt}$, одержуємо:

$$E_{ср} = -W_2 \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} d\Phi = -W_2 \cdot 2 \cdot f \cdot \Phi \Big|_{t_1}^{t_2} =$$

$$= 4 \cdot W_2 \cdot f \cdot \Phi_m = 4 \cdot W_2 \cdot f \cdot B_m \cdot S_0, \qquad (5.20)$$

де $f = 1/T$ – циклічна частота змінного струму. З рівняння (5.20):

$$B_m = E_{ср}/(4 \cdot f \cdot W_2 \cdot S_0) \approx U_{2ср}/(4 \cdot f \cdot W_2 \cdot S_0), \qquad (5.21)$$

де $U_{2ср}$ – покази вольтметра V_2.

Змінюючи значення намагнічувального струму та вимірюючи H_m і B_m, можна побудувати залежність $B_m = f_1(H_m)$, а з неї одержати залежність $\mu_a = f_1(H_m)$. Динамічну петлю перемагнічування за допомогою цих приладів одержати не можна.

Визначення динамічних характеристик за допомогою вольтметра з керованим випрямлячем

Схема установки або приладу, який містить керований випрямляч, показана на рис. 5.14.

За допомогою автотрансформатора АТ та амперметра А задають певне значення намагнічувального струму $I_н$, який протікає через намагнічувальну обмотку W_1 зразка та первинну обмотку котушки взаємної індуктивності М. Вольтметр V з керованим випрямлячем КВ дозволяє виміряти середні значення е.р.с. e_1 та e_2. До керованого випрямляча відноситься й фазообертач, за допомогою якого можна змінювати фазу напруги, яка прикладається до обмотки W керованого випрямляча КВ, тим

самим керуючи моментом замикання контакту. Е.р.с. e_1 та e_2 пов'язані певними залежностями з напруженістю та індукцією в зразку. Розглянемо це детальніше.

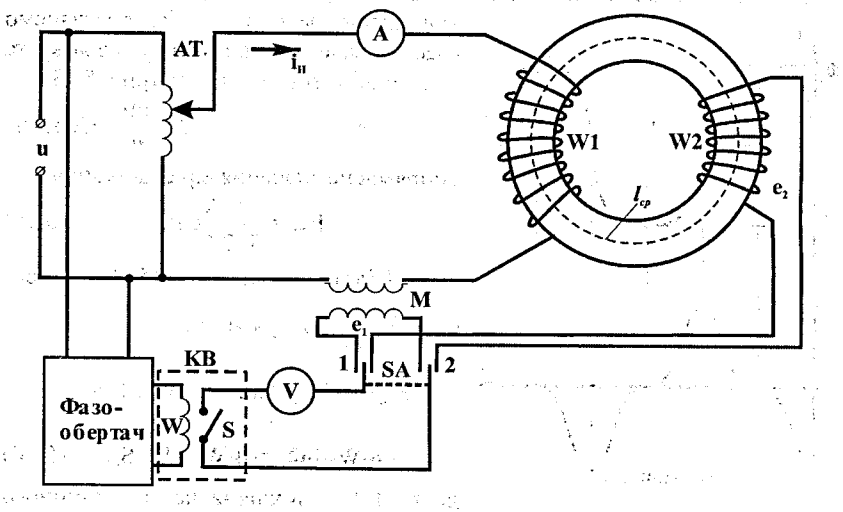


Рисунок 5.14

Нехай струм $i_н$ залежно від t змінюється так, як показано у верхній частині рис. 5.15, а е.р.с. $e_1 = -M\frac{di_н}{dt}$ – так, як у нижній. При цьому криві струму $i_н$ та е.р.с. e_1 симетричні відносно осі t. Форма кривої напруженості h(t) у зразку повторює форму кривої $i_н(t)$. Нехай контакт S керованого випрямляча замикається в момент t_1. Розімкнеться він в момент $t_2 = t_1 + T/2$, де T – період змінного струму (або напруги). Протягом проміжку часу від t_1 до t_2 вольтметр V при положенні 1 перемикача SA буде підключений до е.р.с. e_1. В другій половині періоду (від моменту t_2 до моменту $t_2+T/2$) контакт S розімкнений. Далі процес повторюється. Тоді вольтметр V покаже середнє значення е.р.с. e_1, яке визначається заштрихованою площею кривої $e_1(t)$, що знаходиться під віссю часу (рис. 5.15).

$$E_{1ср} = -\frac{M}{T}\int_{t_1}^{t_2}\frac{di_н}{dt}dt = -\frac{M}{T}\int_{i_н(t_1)}^{i_н(t_2)}di_н = -\frac{M}{T}i_н\Big|_{i_н(t_1)}^{i_н(t_2)}. \qquad (5.22)$$

Оскільки крива струму $i_н(t)$ симетрична відносно осі часу, то $i_н(t_1) = -i_н(t_2)$, тому (з урахуванням того, що $1/T = f$)

$$E_{1ср} = 2 \cdot M \cdot f \cdot i_н(t_1). \qquad (5.23)$$

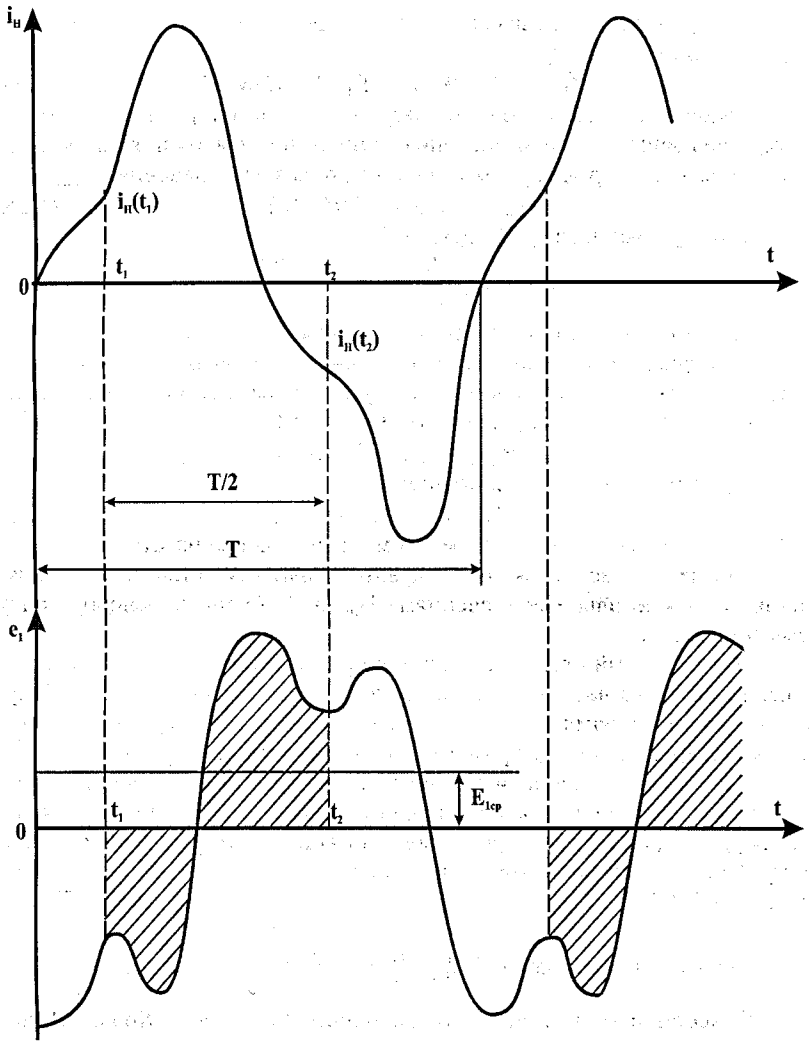


Рисунок 5.15

Таким чином, $E_{1ср}$ пропорційне миттєвому значенню намагнічувального струму $i_н$ в момент t_1 замикання контакта S керованого випрямляча.

Вимірявши $E_{1ср}$, неважко виразити через нього напруженість в зразку в даний момент часу

$$h(t_1) = i_н(t_1)\cdot W_1/l_{ср} = E_{1ср}\cdot W_1/(2\cdot M\cdot f\cdot l_{ср}). \quad (5.24)$$

Змінюючи фазообертачем фазу керованої напруги випрямляча, можна визначити миттєві значення напруженості в будь-який момент часу у межах півперіоду, у тому числі і максимальне значення:

$$H_m = E_{1ср\,m}\cdot W_1/(2\cdot M\cdot f\cdot l_{ср}). \quad (5.25)$$

Е.р.с. у вимірювальній котушці W_2

$$e_2 = -W_2\frac{d\Phi}{dt} = -W_2\cdot S_0\cdot\frac{dB}{dt}. \quad (5.26)$$

Порівнюючи вирази для e_2 та e_1, бачимо, що вони за своєю структурою однакові. Тому, вимірюючи середні значення $E_{2ср}$, можна визначити миттєві значення індукції в зразку в ті ж самі моменти часу, в які визначались значення напруженості. В момент t_1

$$B(t_1) = E_{2ср}/(2\cdot W_2\cdot S_0\cdot f). \quad (5.27)$$

Максимальне значення індукції

$$B_m = E_{2ср\,m}/(2\cdot W_2\cdot S_0\cdot f). \quad (5.28)$$

Одержавши за результатами вимірювань значення B(t) та H(t) для різних моментів часу, можна побудувати динамічну петлю перемагнічування. За максимальними значеннями B_m та H_m будують основну криву намагнічування.

В розглянутій схемі керований випрямляч підключає вольтметр до е.р.с. e_1 або e_2 на час, який дорівнює півперіоду змінного струму. Існують керовані випрямлячі, які дозволяють одержувати середні значення за два півперіоди, які в два рази більші, ніж за один півперіод.

Установки та прилади для визначення динамічних характеристик магнітних матеріалів, в яких використовується керований випрямляч, називають ферометрами. Промисловістю випускається цифровий ферометр Ф5063, у якого похибка вимірювання середніх значень напруги складає 0,5–1 %.

5.6 Сенсори струму і напруги на основі ефекту Холла

Сенсори прямого підсилення використовують ефект Холла. Магнітна індукція B і напруга Холла U_x, формуються вимірюваним струмом I_p, який перетворюється у вихідний струм сенсора. Керуючий струм I_y подається на сенсор від стабілізованого джерела струму (рис. 5.16).

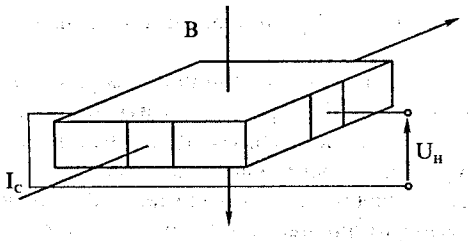


Рисунок 5.16

В межах лінійної області циклу гістерезису магнітна індукція B пропорційна I_p:

$$B = a \cdot I_p,$$

де a – стала для даного сенсора.

Відповідно, напруга Холла визначається так:

$$U_x = \frac{k}{d} I_y a \cdot I_p,$$

де k – стала Холла, d – товщина пластини.

В останньому рівнянні всі складові є константами, за винятком вимірюваного струму I_p. Тому рівняння перетворення для таких сенсорів є лінійним:

$$U_x = b \cdot I_p,$$

де $b = \frac{k}{d} I_y a = \text{const}$.

Вихідний сигнал сенсора U_x підсилюється, і на виході сенсора формується вихідна напруга

$$U = K \cdot U_x,$$

яку за допомогою аналого-цифрового перетворювача перетворюють у двійковий код.

Сенсори прямого підсилення здатні вимірювати як постійний, так і змінний струм з гальванічною ізоляцією. Вони характеризуються низькою потужністю споживання, малими геометричними розмірами і відносно малою вагою. Вони забезпечують відсутність внутрішніх втрат у вимірювальному колі і нечутливі до механічних перевантажень, відносно дешеві і застосовуються переважно в електроенергетиці.

Діапазон перетворюваного струму визначається лінійною ділянкою кривої намагнічення магнітного кола. Залежно від типу сенсора діа-

пазон вимірювання може в 3 рази перевищувати значення номінального струму.

Вихідна напруга прямо пропорційна вимірюваному струму. Максимальне значення вихідної напруги залежить від напруги живлення. В основному значення вихідної напруги цих сенсорів не перевищує 4 В при номінальному значенні вимірюваного струму.

Похибка перетворення залежить від таких факторів:

1. Зміни температури навколишнього середовища впливають на зміщення вихідного сигналу при $I_p = 0$, викликають нелінійність статичної характеристики і змінюють значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача;

2. Зміни робочої температури викликають дрейф нуля вихідного струму (напруги) і зміну коефіцієнта передачі підсилювача.

Обмеження частотної характеристики в основному залежать від двох факторів:

1. Частотного діапазону електронної схеми, який залежить від типу використовуваного підсилювача;

2. Нагрівання осердя, яке залежить від вихрових струмів і втрат намагнічування при підвищених частотах.

Втрати від вихрових струмів залежать від e^2 (товщина металу осердя), B^2 (пікове значення магнітної індукції), f^2 (частота).

Втрати намагнічування пропорційні частоті і квадрату пікового значення індукції. Ці втрати залежать від ширини петлі гістерезису матеріалу осердя.

5.6.1 Сенсори струму компенсаційного типу

Дані перетворювачі називають сенсорами зі стовідсотковим зворотним зв'язком, компенсаційними або сенсорами з нульовим потоком. Вони мають внутрішнє компенсаційне коло, за допомогою якого значно покращуються метрологічні характеристики порівняно з сенсорами прямого підсилення.

В той час, коли сенсори прямого підсилення формують вихідну напругу, пропорційну збільшеній напрузі Холла, компенсаційні сенсори (рис. 5.17) формують вихідний струм, пропорційний напрузі Холла, який діє як сигнал зворотного зв'язку, щоб компенсувати магнітне поле, створене магнітним полем вимірюваного струму або магнітним полем, яке створює вихідний струм.

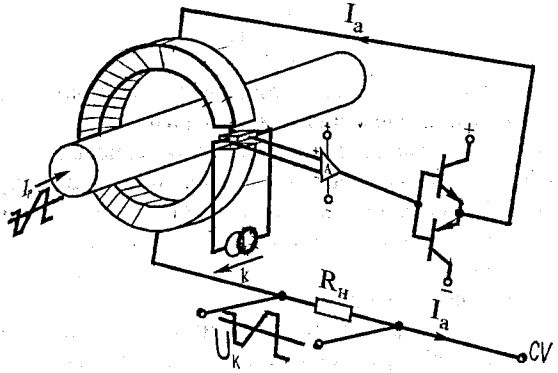


Рисунок 5.17

Струм на виході сенсора компенсаційного типу визначається

$$I=\frac{n_p}{n_s}\cdot I_p,$$

де n_p – кількість витків первинної обмотки (провідника зі струмом); n_s – кількість витків вторинної (вихідної) обмотки.

Виходячи з рівняння перетворення сенсора, індукція вторинної обмотки B_s еквівалентна індукції первинної обмотки B_p і їхні відповідні ампер-витки компенсують один одного. Отже, система діє при нульовому магнітному потоці в осерді.

Наведемо для прикладу перетворення постійного струму 100 А. Кількість витків первинної обмотки $n_p=1$, тому що провідник підводиться безпосередньо до магнітного кола і тим самим складає один виток. Вторинна обмотка має 1000 витків ($n_s=1000$). Співвідношення витків складає 1:1000.

Як тільки струм I_p стає додатним, в наскрізному отворі магнітного осердя виникає індукція B_p, яка створюється напругою Холла. Ця напруга перетворюється в струм за допомогою генератора струму, каскад підсилювача якого забезпечує протікання струму через вторинну обмотку сенсора. Таким чином, створюється поле зі значенням індукції B_s, яке компенсує поле зі значенням індукції B_p.

Отже, остаточний вторинний вихідний струм матиме таке значення:

$$I = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{1}{1000} \cdot 100 = 0{,}1 \text{ A}.$$

Струм на виході сенсора є точним за формою відображенням струму на вході сенсора, але меншим в 1000 разів.

Діапазон вимірювання компенсаційних сенсорів широкий: від одиниць до десятків тисяч ампер з похибкою, що не перевищує 1 %.

Компенсаційні сенсори здатні вимірювати постійний і змінний струми. Їхні переваги: висока точність, лінійність статичної характеристики, малий температурний дрейф, широкий частотний діапазон, відсутність додаткових втрат у вимірювальному колі.

На виході сенсора формується вторинний струм, який є струмом зворотного зв'язку. Цей струм можна перетворити в напругу за допомогою навантажувального опору.

Значення навантажувального опору має знаходитись в межах діапазону, що вказаний в технічному паспорті на сенсор,

$$R_{min} \le R_н \le R_{max},$$

де R_{min} – опір, що визначається за допустимою потужністю розсіювання електронних схем сенсора; R_{max} – опір, який визначається для запобігання електричного насичення кола з урахуванням мінімального допустимого рівня напруги живлення, при якій перекривається весь діапазон перетворення.

5.6.2 Методика розрахунку параметрів сенсора струму

Наступний приклад наведено для того, щоб зрозуміти обмеження робочих характеристик сенсорів струму компенсаційного типу і алгоритм вибору навантажувального резистора.

Приклад 1. Компенсаційний сенсор струму LA 55-P:

1. Яке максимальне значення вихідної напруги можна отримати при таких параметрах:

- **номінальний вхідний струм $I_p = 70$ A;**
- **температура навколишнього середовища не перевищує 70 °C;**
- **напруга живлення $U_ж = \pm 15$ В?**

Співвідношення витків складає 1:1000, що і визначає вихідний струм $I=\frac{n_p}{n_s}\cdot I_p=\frac{1}{1000}\cdot 70=70$ мА.

В технічному паспорті на сенсор наведено значення максимального опору навантаження 90 Ом. Тоді максимальна напруга на виході сенсора

$$U=R_{max}\cdot I=90\cdot 70=6{,}3\,В.$$

2. Який опір навантаження необхідно вибрати при таких параметрах для отримання вихідної напруги 3,3 В для номінального первинного струму:

- **номінальний вхідний струм I_p = 50 А;**
- **температура навколишнього середовища до 85 °С;**
- **напруга живлення ± 12 В;**
- **вихідний струм 50 мА?**

Для даних параметрів в технічному паспорті рекомендується використати навантажувальний опір в межах: R_{min} = 60 Ом і R_{max} = 95 Ом

$$R_н=\frac{U}{I_s}=\frac{3{,}3\,В}{50\,мА}=66\ Ом.$$

Саме це значення резистора необхідно використати.

3. Для тих самих параметрів, що в прикладі 2, необхідно отримати вихідну напругу 6 В?

$$R_н=\frac{U}{I_s}=\frac{6\,В}{50\ мА}=120\ Ом.$$

Оскільки опір навантаження перевищує допустиме максимальне значення, то для струму 50 А вказану напругу отримати неможливо. Допустиме значення опору 95 Ом забезпечує максимальну вихідну напругу 4,75 В.

5.6.3 Сенсори напруги компенсаційного типу

Сенсори напруги, побудовані на ефекті Холла, основані на тих же принципах, що і сенсори струму. Практично вони реалізовані на основі сенсорів струму, а основна відмінність полягає в тому, що первинне коло виготовлене з великою кількістю витків. Це дозволяє реалізувати необхідну кількість ампер-витків для створення первинної індукції при мінімальному значенні первинного струму, що забезпечує мінімальне споживання енергії від вимірювального кола. Тому для вимірювання напруги достатньо забезпечити первинний струм, еквівалентний перетворюваній сенсором напрузі, що досягається за допомогою резистора, послідовно з'єднаного з первинною обмоткою.

Отже, сенсори напруги, реалізовані на ефекті Холла, являють собою сенсори струму з первинною багатовитковою обмоткою і додатковий резистор.

Оскільки в такому сенсорі напруги використано той же принцип дії, що і в сенсорі струму, то визначення значень напруги і навантажувального резистора здійснюють аналогічно. Додатково необхідно розрахувати значення опору зовнішнього резистора R_1 (рис. 5.18).

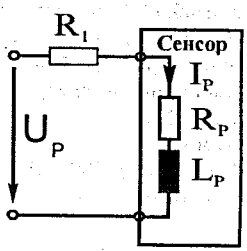


Рисунок 5.18

Приклад 2. Компенсаційний сенсор напруги LV 100:
Яким має бути значення зовнішнього резистора R_1 для перетворення номінальної напруги 230 В з піковим значенням 500 В і якою буде похибка перетворення?

1. Розрахунок значення зовнішнього резистора R_1:

- **номінальний струм** $I_{pn} = 20$ **мА;**
- **діапазон перетворення** $I_p = 20$ **мА;**
- **опір первинної обмотки** $R_p = 1900$ **Ом.**

Значення зовнішнього резистора

$$R_1 = \frac{U_{pn}}{I_{pn}} - R_p = \frac{230}{10 \cdot 10^{-3}} - 1900 = 21{,}1 \text{ кОм}.$$

Номінальне значення потужності, яка розсіюється в резисторі R_1,

$$P = I_{pn}^2 \cdot R_1 = \left(20 \cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 21{,}1 \cdot 10^3 = 2{,}11 \text{Вт}.$$

Для запобігання надмірного температурного дрейфу значення R_1 і для надійної роботи схеми необхідно вибирати номінальну потужність резистора в 3-4 рази вищою за розраховану, тобто 8 Вт.

2. Чи можливе перетворення даним сенсором максимальної напруги 500 В?

Перетворення напруги 500 В можливе за умови, коли середнє квадратичне значення струму знаходиться на рівні 10 мА (що визначається

умовами розсіювання потужності). Якщо дане правило не виконується, то R_1 необхідно перерахувати для меншого значення первинного струму, наприклад, для 3 мА.

Контрольні питання

1. **Принцип дії індукційних перетворювачів магнітних величин.**
2. **Суть ефекта Холла і принцип дії гальваномагнітних вимірювальних перетворювачів.**
3. **Суть ефекта Гаусса і принцип дії магніторезистивних вимірювальних перетворювачів.**
4. **Принцип дії гальваномагніторекомбінаційних перетворювачів.**
5. **Принцип дії феромодуляційних вимірювальних перетворювачів.**
6. **Наведіть методику вимірювання характеристик постійних магнітних полів.**
7. **Методика визначення динамічних магнітних характеристик.**
8. **Сенсори струму і напруги на основі ефекту Холла.**
9. **Сенсори струму компенсаційного типу.**
10. **Методика розрахунку параметрів сенсорів струму.**
11. **Сенсори напруги компенсаційного типу.**
12. **Сенсори напруги з зовнішнім резистором.**

Розділ 6 ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Швидкий розвиток автоматизованих систем контролю різних технологічних процесів, машин і механізмів, впровадження гнучких автоматизованих виробництв поставили невідкладне завдання – забезпечити такі системи вимірювальними перетворювачами неелектричних величин.

6.1 Особливості вимірювання неелектричних величин

До сенсорів, що діють у найнесприятливіших умовах контрольованого середовища і об'єкта, висуваються різні, часто суперечливі вимоги: довгочасна стабільність, висока надійність, мала похибка вимірювання, стійкість проти дії впливних величин факторів, високі статична і динамічна чутливості, незначне енергоспоживання, інформаційна, конструктивна і технологічна сумісності із мікропроцесорними системами, невисока вартість в умовах серійного виробництва.

Розширення промислових процесів, що проходять в екстремальних умовах (надвисокі і наднизькі температури, потужні електромагнітні поля, високий рівень радіації тощо), висувають перед сенсорами вимогу збереження високих метрологічних характеристик у межах жорстких умов експлуатації.

У той же час в сучасній промисловості, науці, енергетиці, на транспорті та в інших галузях народного господарства має місце надзвичайно швидке зростання кількості фізичних величин, які необхідно вимірювати (контролювати). На сучасному етапі необхідно (як свідчать роботи зі складання кадастру величин і параметрів, що підлягають вимірюванню) вміти вимірювати чи контролювати понад 2000 величин, а існуючі методи і засоби дають можливість вимірювати лише 400-500 величин. При цьому кількість неелектричних величин, які необхідно вимірювати, значно перевищує кількість вимірюваних електричних і магнітних величин.

Сучасні засоби вимірювання і системи складаються з певної кількості окремих вимірювальних перетворювачів. Існує безліч різновидів ЗВ, а кількість типів вимірювальних перетворювачів дещо обмежена. Ця тенденція зберігається і буде розвиватися в майбутньому. Однак процентне співвідношення при розподілі вимірювань різних фізичних величин буде змінюватися.

Таким чином, широкий спектр вимірюваних неелектричних величин, недостатнє вивчення методів їх вимірювання, метрологічна незабезпеченість визначають особливості вимірювання таких величин.

При вимірюванні неелектричних величин широко застосовуються електричні методи вимірювання, тобто виконується «електрифікація» таких вимірювань – перетворення неелектричної величини в електричну.

Це зумовлює наявність вимірювального перетворювача в структурі засобу вимірювання неелектричних величин, що здійснює попереднє перетворювання досліджуваної неелектричної величини у функціонально пов'язану з нею електричну величину.

Переважне використання електричних методів вимірювання неелектричних величин зумовлюється можливістю вимірювання на значній відстані від об'єкта дослідження, зручністю передавання й оброблення електричних сигналів, можливістю реєстрації величин, що змінюються як повільно, так і швидко, достатнім вивченням методів і засобів вимірювання електричних величин.

6.2 Узагальнена структурна схема

У загальному випадку прилади для вимірювання неелектричних величин конструктивно найчастіше складаються з двох самостійних вузлів: **сенсора; вторинного вимірювального приладу,** які можуть розміщуватися на значній відстані один від одного і з'єднуватись лініями зв'язку.

Розглянемо узагальнену структурну схему засобу вимірювання неелектричних величин на прикладі засобу вимірювання тиску (рис. 6.1, а).

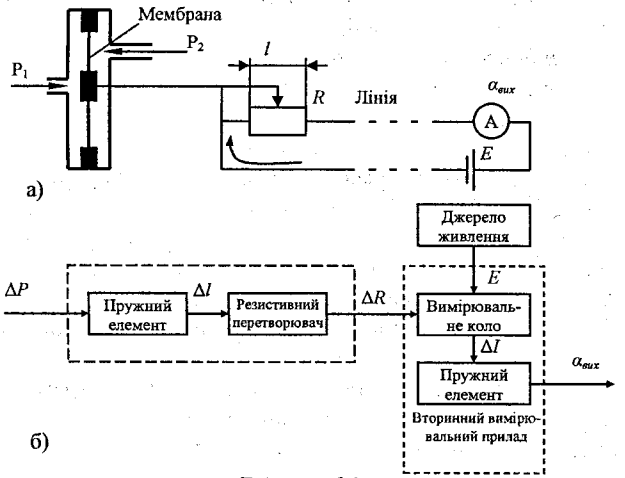


Рисунок 6.1

Деформація пружного елемента (мембрани) використовується для переміщення повзуна потенціометра. Резистивний потенціометр перет-

ворює лінійне переміщення *l* у відповідну зміну опору ΔR, яка змінює струм на ΔI у лінії зв'язку, що фіксується амперметром (рис. 6.1, б). Послідовність вимірювальних перетворювань у приладі можна подати у вигляді:

$$\Delta P \rightarrow \Delta l \rightarrow \Delta R \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta \alpha_{вих}.$$

Наведена послідовність перетворень дозволяє наочніше виділити основні елементи ЗВ неелектричних величин.

Основною статичною характеристикою первинних перетворювачів неелектричних величин є градуювальна. Для більшості перетворювачів неелектричних величин функція перетворювання є досить нелінійною. Тому при їх використанні з електричними вимірювальними приладами, які мають лінійну статичну характеристику, виникає необхідність лінеаризації функції перетворення сенсора.

Для компенсації впливу дестабілізувальних факторів надзвичайно ефективним є використання диференціальних схем. У цих перетворювачах використовуються два чутливих елементи, в одному з яких під дією вимірюваної величини вихідна величина збільшується, а в іншому – зменшується. Результувальний вихідний сигнал формується як різниця вихідних сигналів чутливих елементів. При цьому внаслідок впливу зовнішніх факторів зміни вихідних сигналів взаємно компенсуються.

При використанні сенсорів у вимірювально-інформаційних системах застосовують уніфікацію їх вихідних сигналів. Найбільш поширені уніфіковані сигнали у вигляді:

- *постійного струму* 0...5, 0...20, 4...20 мА;
- *напруги* 0...100 мВ, 0...10 В, ± 5 В;
- *частоти* 4...8 кГц.

Залежно від типу первинного вимірювального перетворювача і вигляду його вихідного інформативного параметра використовуються ті чи інші технічні засоби електровимірювальних приладів. У більшості випадків апаратна частина вторинних приладів для вимірювання неелектричних величин істотно не відрізняється від приладів для вимірювання електричних величин. Суттєвою відмінністю є тільки алгоритм роботи приладу, який визначається алгоритмом виконання вимірювальної процедури тієї чи іншої фізичної величини.

Оскільки вихідними інформативними параметрами перетворювачів є напруга, струм, опір, ємність або індуктивність, то вторинними вимірювальними приладами є прилади для вимірювання відповідних електричних величин. При цьому, як правило, вторинні прилади проградуйовані з урахуванням функції перетворення сенсора в одиницях вимірюваної неелектричної величини. В цих ЗВ передбачена корекція неінформативних параметрів, що впливають як на вимірювальний перетворювач,

так і на лінію зв'язку.

Оскільки основним елементом ЗВ неелектричних величин є різні вимірювальні перетворювачі, розглянемо більш детально принципи їх побудови. Залежно від енергетичних властивостей вихідного сигналу і способу його подальшого використання первинні вимірювальні перетворювачі поділяються на дві великі групи: *параметричні* і *генераторні.*

6.3 Параметричні вимірювальні перетворювачі

У параметричних вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється у приріст параметра електричного кола (R, L, C, M), тому особливістю роботи таких перетворювачів є потреба в додатковому джерелі енергії.

Коротко розглянемо основні типи параметричних вимірювальних перетворювачів.

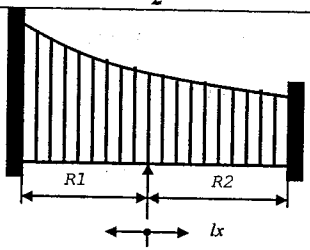
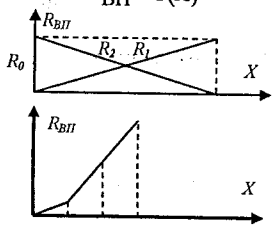
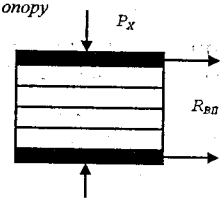
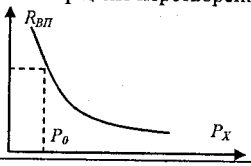
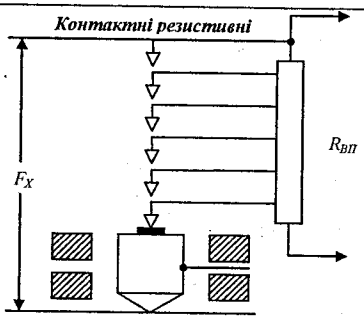
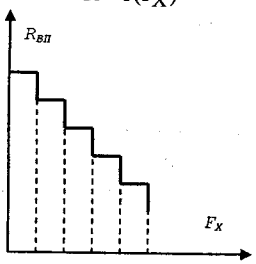
6.3.1 Резистивні перетворювачі

Параметричні перетворювачі, в яких вихідною величиною є приріст електричного опору, називаються резистивними.

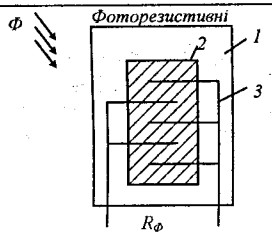
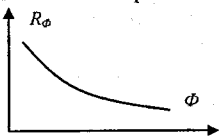
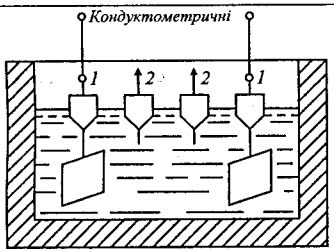
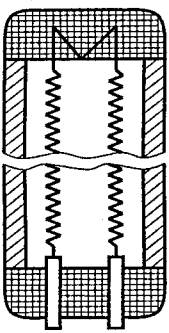
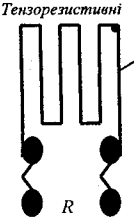
До цієї групи належать реостатні перетворювачі, перетворювачі контактного опору, контактні резистивні перетворювачі, фоторезистивні, кондуктометричні (резистивні електролітичні) перетворювачі, термо- і тензорезистори, магніторезистивні. Основні характеристики цих перетворювачів наведені у табл. 6.1. Якщо вхідною величиною є переміщення (лінійне чи кутове), використовують реостатні перетворювачі (схема 1 у табл. 6.1), в яких повзун реостата переміщується відповідно до значень вимірюваної величини. Перетворювач складається з обмотки, намотаної на каркас, і рухомої щітки. Опір майже всіх реостатних перетворювачів змінюється не плавно, а ступінчасто. Це призводить до виникнення похибки дискретності $\Delta_д$, яка зменшується із збільшенням кількості витків на одиницю вимірюваного переміщення.

Перетворювачі контактного опору (схема 2 у табл. 6.1) побудовані на залежності перехідного опору між стиковими електропровідними елементами від зусиль їх стискання або деформації. Як електропровідні елементи для таких перетворювачів використовують, наприклад, електропровідний папір, гуму та інші електропровідні матеріали з питомим об'ємним опором $\rho = 10$ Ом·см, оскільки перехідний опір набагато більший за об'ємний опір контактувальних елементів. Одним з перших сенсорів цього типу є вугільний мікрофон.

Таблиця 6.1 – Основні різновиди резистивних перетворювачів

Схема	Функціональна схема перетворювача	Рівняння перетворення, метрологічні характеристики
1	2	3
1		$R_{ВП} = f(X)$  $\Delta_Д = \frac{r}{2R} \cdot \frac{1}{2W}$, r – витків опір; W – число витків, $l_{max} \le 1м$
2	*Контактного опору* 	$R = R_0\left(1+\frac{k}{P_X}\right)$, k – коефіцієнт перетворення 
3	***Контактні резистивні*** 	$R = f(F_X)$  $F_X = (10 кН...0{,}5 МН)$ $\Delta = 1\%$

Продовження таблиці 6.1

1	2	3
4	*Фоторезистивні*  	$R_Ф = R_T - к \cdot Ф$ Ф – світловий потік; R_T – темновий опір 
5	*Кондуктометричні*  	$R = \frac{к}{C_1 F(\overline{U}_a + \overline{U}_к)}$ к – коефіцієнт перетворення; F – стала; $\overline{U}_a, \overline{U}_к$ – відносна рухомість анаонів і катіонів
6	*Терморезистивні* 	$R_T = R_0(1 + \alpha \cdot T)$ α – температурний коефіцієнт опору
7	*Тензорезистивні*  	$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l}(1 + 2 \cdot \mu) + \frac{\Delta \rho}{\rho}$ R – опір тензорезистора; l – довжина дроту; ρ – питомий опір матеріалу; μ – коефіцієнт Пуассона

Контактні резистивні перетворювачі (схема 3 у табл. 6.1) використовують у тих випадках, коли немає необхідності в неперервному вимірюванні неелектричної величини, а потрібно визначити тільки дося-

гнення заданого рівня. Вони дешеві і прості в конструктивному виконанні. Недоліком їх є спрацьовування контактів, ненадійність роботи при наявності вібрацій.

Фоторезистивні перетворювачі. В основу будови фоторезистивних перетворювачів покладено явище внутрішнього фотоефекту.

Суть внутрішнього фотоефекту полягає у переміщенні звільнених під дією світлового потоку носіїв заряду (електронів і дірок) усередині твердого тіла (без виходу назовні), що веде до зміни електропровідності тіла або виникнення фото-е.р.с.

Це явище покладено в основу побудови фоторезисторів. Рівняння перетворення фоторезисторів має вигляд

$$G = \Phi a,$$

де G – електропровідність; Ф – світловий потік; а – коефіцієнт нелінійності енергетичної характеристики фотопровідності.

Конструктивно фоторезистори – це нанесений на скляну пластину 1 площею від одиниць до сотень квадратних міліметрів шар напівпровідника 2 з електродами 3, що входять у нього (схема 4 у табл. 6.1). Висока чутливість, можливість одержання значних фотострумів без застосування додаткових підсилювачів і практично необмежений строк служби визначають основну перевагу фоторезисторів. До недоліків цих перетворювачів слід віднести їх інерційність.

Електрохімічні резистивні перетворювачі (їх називають також **кондуктометричними**) базуються на використанні залежності їх опору від складу і концентрації електроліту:

$$R = \frac{K_Г}{\gamma},$$

де $K_Г$ – коефіцієнт перетворення, що залежить від співвідношення геометричних розмірів і визначається експериментально шляхом використання стандартних розчинів із відомими значеннями провідності γ.

Такі перетворювачі використовуються, головним чином, для вимірювання питомої електропровідності електролітів, за якою визначають концентрацію. Найпростіший контактний кондуктометричний перетворювач – це два електроди, опущені у досліджуваний електроліт. Опір між електродами залежить від концентрації (провідності) розчину.

Для зменшення похибки від поляризації і забруднення електродів іноді застосовують чотириелектродні перетворювачі (схема 5 у табл. 6.1) з двома струмовими 1 і двома потенціальними 2 виводами, з яких знімається вимірювана напруга. Як правило, кондуктометричні перетворювачі працюють на змінному струмі, оскільки електроліз розчину проходить на постійному струмі, що призводить до значних похибок вимірювання. Крім визначення концентрації електролітів резистивні електрохімічні

перетворювачі застосовуються для вимірювання механічних переміщень і деформацій, вологості газів, деревини тощо.

Терморезистори. Для вимірювання температури в різних галузях народного господарства широко застосовують терморезистори (термометри опору).

Принцип дії термометрів опору засновано на властивості речовини змінювати свій опір при зміненні температури.

Для вимірювання температури термометр опору необхідно помістити в середовище, температуру якого необхідно виміряти.

Термометри опору (ТО) виготовляють у вигляді обмотки з тонкої проволоки на спеціальному каркасі із ізоляційного матеріалу. Цю обмотку прийнято називати чутливим елементом. Для захисту чутливого елементу від механічних пошкоджень його розміщують в спеціальній гільзі (схема 6, табл. 6.1).

Для вимірювання температур в широкому діапазоні застосовують платинові термометри опору. Вони є найбільш високоточними вимірювальними перетворювачами температури.

В діапазоні температур від 0 °С до 600 °С інтерполяційне рівняння перетворення платинового термометра опору має вигляд

$$R_T = R_0 \cdot \left(1 + AT + BT^2\right),$$

де R_0 – опір того ж чутливого елементу при температурі 0 °С, Ом.

Для інтервалу температур від – 180 °С до 0 °С інтерполяційне рівняння перетворення є таким

$$R_T = R_0\left[1 + AT + BT^2 + CT^3(T - 100)\right],$$

де А, В, С – постійні коефіцієнти, які визначаються в точках кипіння води, сірки, кисню.

Основними нормованими характеристиками термоперетворювачів опору є:

- R_0 номінальне значення опору при 0 °С;
- R_{100}/R_0 номінальне значення відношення опору перетворювача при 100 °С R_{100} до опору R_0.

Функція перетворення або номінальна статична характеристика перетворювача (НСХП) описується ще таким рівнянням перетворення

$$R_T = R_0\left(1 + \alpha \cdot T\right),$$

де $\alpha = 4{,}28\ 10^{-3}$ °С – температурний коефіцієнт опору.

Термометри опору випускаються двох типів: термоопори платинові (ТОП) і термоопори мідні (ТОМ), в яких як вимірювальні перетворювачі використовують чутливі елементи відповідно з платини і міді.

Платинові термоперетворювачі опору випускаються із значеннями опору R_0, що дорівнюють

яким відповідають НСХП 1, 10, 50, 100 і 500 Ом,

1П, 10П, 50П, 100П і 500П,

а мідні – із значеннями опору R_0 10, 50, 100 Ом,

яким відповідають НСХП 10М, 50М і 100М.

Технічні характеристики термометрів опору наведено в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Технічні характеристики термометрів опору

Тип ТО	Матеріал чутливого елементу	Номінальне значення опору R_0, Ом	Номінальне значення відношення опорів	Умовне позначення НСХП	Діапазон температур, °С
Платиновий	Платина	1	1,3910	1П	0...1100
		10		10П	200...+750
		50		50П	250...+1000
		100		100П	260...+1000
		500		500П	260...+400
Мідний	Мідь	10	1,4280	10М	50...+200
		50		50М	50...+200
		100		100М	200...+200

Тензометричні перетворювачі. В основу принципу їх дії покладена зміна активного опору $R = \rho\frac{l}{S}$ провідника при його деформації. Широко застосовувані нині наклеювані дротяні тензорезистори (схема 7 у табл. 6.1) – це тонкий зигзагоподібний дріт 1 (тензочутливий елемент), який наклеюється на еластичну смужку (підкладинку). Тензорезистори наклеюються на досліджуваний об'єкт так, щоб вони разом із ним зазнавали деформації стискання або розтягування.

Принципово нові можливості у розвитку тензорезисторних сенсорів (ТС) на основі напівпровідникових чутливих елементів відкрилися з розробкою і дослідженням структур типу "кремній на діелектрику". Із них найбільш вивчена і технологічно освоєна структура "кремній на сапфірі". Це тонка монокристалічна плівка кремнію, вирощена на монокристалічній сапфіровій підкладці з певною кристалографічною орієнтацією. Такі перетворювачі мають хороші пружні властивості, малу похибку гістерезису, широкий діапазон вимірюваних деформацій.

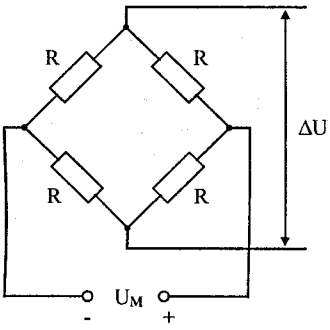


Рисунок 6.2

В основу принципу дії ТС покладено тензоефект у напівпровідниках. Чутливим елементом ТС є сапфірова мембрана з кремнієвими тензорезисторами R (рис. 6.2).

Суть тензоефекту полягає в зміні активного опору провідників і напівпровідників при їхній механічній деформації.

Під дією інформативного параметра (зусилля Q) мембрана деформується, що, в свою чергу, викликає зміну опору ΔR мостової схеми тензорезисторів (рис. 6.3) $\Delta R = \frac{Q}{S_T}$, де S_T - чутливість тензорезистивного перетворювача $[Г/Ом]$.

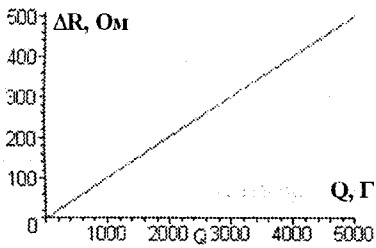


Рисунок 6.3

Зміна опору приводить до зміни вихідної напруги ΔU тензомоста. Якщо опори всіх чотирьох однакові, то

$$U_1 = U_2 = \frac{U_м}{2},$$

де $U_м = I_м \cdot R$ – напруга, якою живиться мостова схема ТС; $I_м$ – струм джерела живлення $[I = 2\,мА]$; R – опір мостової схеми тензорезисторів $[R = 3{,}25 \pm 0{,}25]$ кОм.

Коли вхідна величина Q викликає зміну опору ΔR тензорезистивного сенсора, напруга $U_1 \neq U_2$. Тому вихідна напруга тензомоста складає

$$\Delta U = U_1 - U_2 = U_м \cdot \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R}$$

або для малих опорів

$$\Delta U = U_м \cdot \frac{\Delta R}{4R} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_м \cdot Q}{S_T}.$$

Тому для даного випадку вихідна напруга ΔU мостової схеми також змінюється в діапазоні $\Delta U \in [260 \div 460]$ мВ (рис. 6.4).

Для підсилення малих різниць напруги на фоні синфазної завади, яка може бути більшою за значення ΔU, застосовують вимірювальний підсилювач. Після підсилення відбувається аналого-цифрове перетворення.

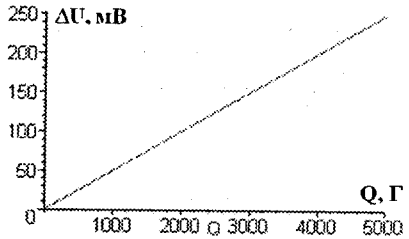


Рисунок 6.4

Тензорезистори всіх типів широко застосовуються при вимірюванні деформацій, зусиль, тисків, моментів тощо.

Магніторезистивні перетворювачі

Магніторезистивний ефект, тобто ефект збільшення електричного опору гальванічного елемента під дією магнітного поля, є результатом викривлення внаслідок цієї дії траєкторії руху носіїв заряду.

Кількісно магніторезистивний ефект проявляється по-різному і залежить від матеріалу гальванорезистивного елемента та його форми. В провідникових матеріалах гальванорезистивний ефект проявляється слабо. Значно сильніше він проявляється в напівпровідниках.

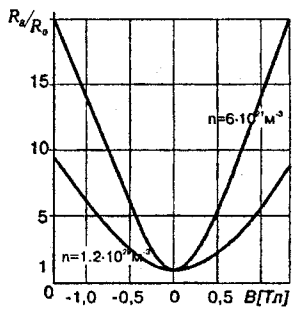


Рисунок 6.5

На рис. 6.5 наведена функція перетворення $R_B / R_0 = F(B)$ для двох магніторезисторів з різними концентраціями носіїв (n=$6\cdot10^{21}$ м^3 та $1{,}2\cdot10^{28}$ м^3). З достатньою для практики точністю залежність опору магніторезистора R_B індукції B (рис. 6.5) може бути записана у вигляді

$$R_B = R_0\left(1 + A\mu^2 B^2\right),$$

де R_0 – опір магніторезистора при відсутності магнітного поля, A – коефіцієнт, що залежить від форми магніторезистора, μ – рухливість носіїв заряду, значення якої обернено пропорційне питомому електричному опору та концентрації n електронів (носіїв).

Найбільшу відносну зміну опору в магнітному полі мають магніторезистори, виконані у формі так званого диска Корбіно. Однак цей диск має дуже малий опір (від кількох десятих ома до одиниць ома), що зумовлено не тільки формою перетворювача, але й властивостями матеріалів, що використовуються для магніторезистивних перетворювачів, а саме високою рухливістю носіїв струму (малим питомим

електричним опором). Крім цього, навантажувальна спроможність диска Корбіно за струмом сильно обмежена. Це пояснюється високою густиною струму в зоні центрального електрода. Функція перетворення такої форми магніторезистивного перетворювача має квадратичний характер.

У магніторезисторах прямокутної форми магніторезистивний ефект проявляється слабше, ніж у перетворювачах у формі диска Корбіно. Однак вони мають значні переваги, зокрема залежність $R_B = f(B)$ має квадратичний характер тільки в слабких магнітних полях і практично лінійна в полях, починаючи з (0,3...0,4)Тл. Електричний опір магніторезистора у формі прямокутника також невеликий і залежить від конструкції і матеріалу перетворювача, і може становити від одиниць до кількох десятків ом. Для збільшення електричного опору шляхом збільшення робочої довжини магніторезистора останній виконують у вигляді меандру (рис. 6.6, а).

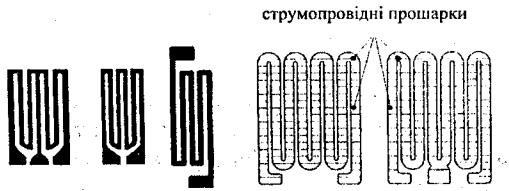


Рисунок 6.6

Для збільшення опору при одночасному збереженні високої чутливості магніторезистор виконують у вигляді ряду послідовно сполучених напівпровідникових пластин, розділених струмопровідними шарами. В цьому випадку перетворювачу надають, звичайно, також форму меандру (рис. 6.6, б).

Послідовно сполучені ділянки напівпровідника з розділювальними електропровідними шарами створюються сьогодні різними способами. Найперспективнішим є спосіб, що базується на отриманні напівпровідникової сполуки особливої структури. Основою для створення такої сполуки може бути, наприклад, антимонід індію, що має високу рухливість носіїв. Якщо в цей матеріал додати 1,8 % антимоніду нікелю, то після сплавлення при температурі (700...800) °С в атмосфері аргону або водню і наступним вирощуванням синтезованого матеріалу методом спрямованої кристалізації антимонід нікелю викристалізовується в антимоніді індію у вигляді голок діаметром близько 1 *мкм* і довжиною (10...50) *мкм,* розташованих паралельно одна одній і достатньо рівномірно на відстані від десятків мікрометрів до десятих часток міліметра.

Питома провідність антимоніду індію дорівнює приблизно $2 \cdot 10^4$ Ом$^{-1}$·м$^{-1}$, а питома провідність голок з антимоніду нікелю становить $7 \cdot 10^6$ Ом$^{-1}$·м$^{-1}$. Отже, голки відіграють роль електродів з гарною електропровідністю, які розділяють основний напівпровідник на окремі зони з малим відношенням довжини до ширини. Потрібно звернути увагу на ту важливу обставину, що антимонід нікелю практично не розчиняється в затверділому антимоніді індію і не має легувальної дії на властивості останнього.

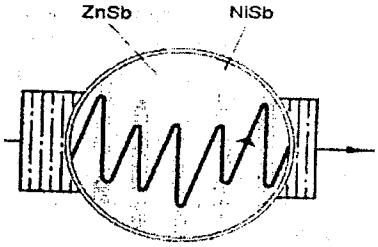


Рисунок 6.7

На рис. 6.7 наведено зріз *ZnSb/NiSb* – магніторезистора та лінії струму при дії магнітного поля.

Як і для інших напівпровідникових перетворювачів, для магніторезисторів характерною є значна температурна нестабільність опору. Так, ТКО антимоніду індію становить 1,2 %/град, а для евтектичного сплаву, легованого телуром, ТКО може бути зменшений до (0,02...0,05) %/град. Магніторезистори мають помітну частотну залежність, яка, у свою чергу, залежить від форми магніторезистора. Зокрема, для диска Корбіно частотна залежність практично не проявляється, а для магніторезисторів прямокутної форми при зміні частоти від 0 до 10 МГц відношення R_B / R_0 зменшується приблизно на (7...10) %. Магніторезистори можуть безпосередньо використовуватись для вимірювального перетворення магнітної індукції в зміну електричного опору.

6.3.2 Ємнісні перетворювачі

В ємнісних перетворювачах використовується залежність ємності конденсатора від розмірів, взаємного розміщення його обкладок і діелектричної проникності середовища між ними.

В ідеальному випадку ємність плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{\delta},$$

де $\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – діелектрична стала; ε – відносна діелектрична проникність середовища між електродами; S – площа електрода.

З цієї формули випливає, що ємність C плоского конденсатора збільшуватиметься при зростанні діелектричної проникності середовища ε

і площі пластин S і зменшуватиметься зі збільшенням відстані між пластинами d. Отже, всі фізичні величини, які безпосередньо або через допоміжні фактори будуть впливати на зміни ε, S і δ, можна виміряти за допомогою ємнісних сенсорів. Останні можуть мати найрізноманітніше конструктивне виконання: дві чи три плоскі пластини, циліндр у циліндрі тощо.

Під ємнісним сенсором розуміють систему електродів, ємність яких однозначно залежить від значення заданої фізичної величини.

Чутливість ємнісних перетворювачів з площинними електродами є лінійною функцією зміни площі взаємодії електродів і зміни діелектричної проникності середовища між ними:

$$\frac{\Delta C_S}{C} = \frac{\Delta S}{S}; \quad \frac{\Delta C_E}{C} = \frac{\Delta_\varepsilon}{\varepsilon}.$$

У той самий час чутливість відносної відстані між електродами є нелінійною функцією:

$$\frac{\Delta C_d}{C} = -\frac{\Delta\delta}{\delta}\frac{1}{1+\Delta\delta/\delta}.$$

Розглянемо, перетворювачем яких фізичних величин може бути ємнісний сенсор.

Зміна діелектричної проникності. Величина ε має різні значення для різних речовин. Отже, цю особливість можна використати для визначення виду речовини, що знаходиться між електродами сенсора. Якщо є суміш двох речовин, значення ε_1 і ε_2 яких відомі, то, вимірюючи результувальне значення ε_c (суміші), можна визначити її процентний склад. Наприклад, відносна діелектрична проникність нафти $\varepsilon_н = 3$, а води $\varepsilon_в = 81$. Отже, найменші домішки води у нафті будуть різко збільшувати результувальну проникність ε_c. На цій особливості ґрунтується будова ємнісних вимірювачів вологості.

Загалом міжелектродний простір може бути тільки частково заповнений якою-небудь твердою, сипкою або рідкою речовиною. Якщо відомо є цієї речовини, то за виміряною ємністю можна визначити ступінь заповнення міжелектродного простору в лінійних мірах або у мірах площі.

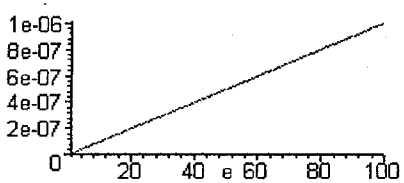


Рисунок 6.8

На цій основі можуть бути побудовані вимірювачі переміщення (твердих) або рівнів (сипкого і рідкого) середовищ у закритих, недоступних для безпосереднього спостереження резервуарах.

Статична характеристика вимірювальних перетворювачів, в основу побудови яких покладено зміну ε, є лінійною (рис. 6.8).

Зрештою, ε може змінюватись від температури. Якщо закон таких змін для даної речовини відомий і однозначний, то на цій основі можна створювати вимірювачі температури.

Зміна площі. Площа S може змінюватись або при лінійних переміщеннях однієї з пластин відносно іншої, або при їх відносному повертанні. Таким чином, на цій основі можуть бути створені ємнісні сенсори лінійних і кутових переміщень. Пластини можуть мати значні розміри, /до 100 мм/, складатись із спарених секцій, тому ємнісні датчики такого типу придатні для вимірювання порівняно великих переміщень і кутів від 0 до 360°.

Якщо ємнісний сенсор виконати так, що вільному відносному лінійному або кутовому переміщенню пластин будуть перешкоджати відповідні пружини із наперед заданими характеристиками, то він буде придатний для вимірювання сил чи моментів, що їх обертають.

Залежність (рис. 6.8) ємності від зміни площі $C = f(S)$ лінійна, як і в перетворювачах $C = f(\varepsilon)$.

Зміна відстані δ між пластинами. Таку відстань часто називають зазором, ємність сенсора змінюється обернено пропорціонально зазору δ. Тому залежність $C = f(\delta)$ в перетворювачах такого типу (рис. 6.9) є нелінійною.

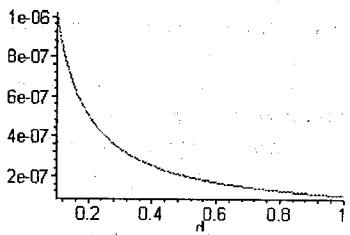


Рисунок 6.9

Це потребує особливого підходу до створення вимірювальних кіл, що працюють у парі з такими сенсорами, оскільки, звичайно, намагаються забезпечити лінійну залежність між вимірюваною й вихідною величинами.

Крім того, на відміну від лінійних розмірів відстань δ між пластинами не може бути великою через виникнення електричних полів розсіювання.

Однак значення δ може набувати дуже малих значень – десяті і соті частки міліметра.

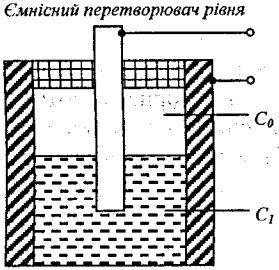
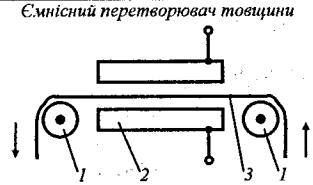
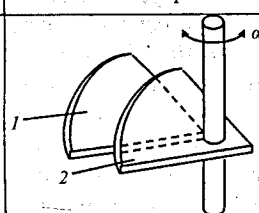
Таким чином, після зміни відстані δ між пластинами можна вимірювати переміщення так, як і після зміни S. Проте такі сенсори придатні для вимірювання дуже малих переміщень з дуже високими чутливістю і роздільною здатністю. Так, в Інституті електродинаміки НАН України створені дистанційні цифрові прилади з роздільною здатністю $5 \cdot 10^{-6}$ мм. Цифровий міст при винесенні сенсора на 10...20 м від приладу виявляє деформації, мікропереміщення, які у тисячі разів менші за товщину

людської волосини. Очевидно, що зміну зазору δ між пластинами сенсора також можна використати для визначення сил, моментів деформацій, зважування вантажів, вимірювання тисків і вібрацій при відповідному оснащенні сенсорів пружними елементами.

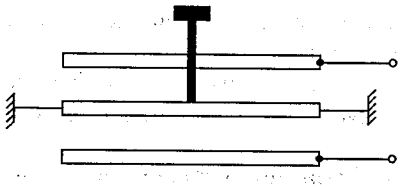
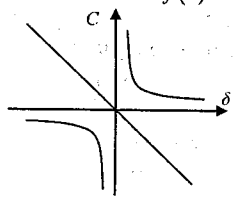
Через нелінійність функції перетворення C = f(δ) діапазон перетворень дуже вузький і не перевищує 0,1 δ_0 (де δ_0 – максимальна відстань між електродами).

Найпоширеніші конструкції ємнісних перетворювачів наведені в табл. 6.3.

Таблиця 6.3 – Основні різновиди ємнісних перетворювачів

Схема	Функціональна схема перетворювачів	Рівняння перетворення
1	2	3
1	*Ємнісний перетворювач рівня*  	$C = C_1 + C_0 = \frac{2\pi}{\ln R1/R2}[l\varepsilon + (l_0 - l)\varepsilon_0]$, l_0 – повна довжина циліндра; l – рівень рідини; ε – діелектрична проникність рідини; R1, R2 – радіуси зовнішнього і внутрішнього циліндрів
2	*Ємнісний перетворювач товщини*  *1 – ролики; 2 – пластина конденсатора; 3 – стрічка із діелектрика.*	$C = \frac{S}{(\delta - \delta_д)/\varepsilon_0 + \delta_д/\varepsilon_д}$, δ – зазор між пластинами; S – площа пластин; $\delta_д$ - товщина стрічки; $\varepsilon_д$ - діелектрична проникність стрічки
3	 *1 – нерухома пластина; 2 – рухома пластина.*	$C = f(\alpha)$ Форма пластин дозволяє одержати необхідну функціональну залежність

Продовження таблиці 6.3

1	2	3
4	*Диференціальна схема* 	$C = f(\delta)$ 

Для лінеаризації статичної характеристики та розширення діапазону ємнісних перетворювачів, в основу будови яких покладено зміну відстані між пластинами, застосовують диференційну схему включення (схема 4, табл. 6.3). Такий перетворювач являє собою здвоєний конденсатор, між нерухомими електродами якого переміщується рухомий електрод. Під дією вимірюваної величини один із конденсаторів збільшує свою ємність, а другий зменшує. Це приводить не тільки до розширення діапазону перетворень, але й до лінеаризації статичної характеристики.

Ємнісні перетворювачі (табл. 6.3) використовуються для вимірювання лінійних і кутових переміщень, рівня рідини, вологості сипких матеріалів, а сумісно з електромеханічними вимірювальними перетворювачами – для вимірювання тиску, сил, прискорення, вібрацій тощо.

Основні переваги ємнісних сенсорів – висока чутливість; відсутність рухомих деталей, які труться; простота конструкції; мала інерційність. До їх недоліків слід віднести вплив зовнішніх електричних полів, паразитних ємностей, температури і вологості.

Приклад будови ємнісного акселерометра

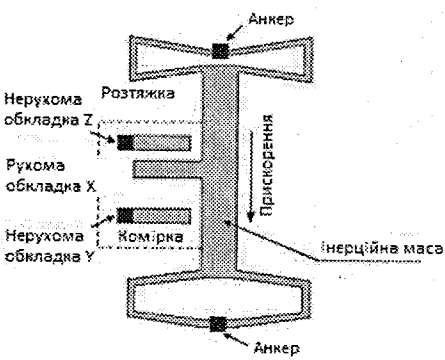


Рисунок 6.10

Для вимірювання вібрацій в наш час застосовують акселерометри, що являють собою сенсори лінійних прискорень. Структурну схему одного з таких сенсорів наведено на рис. 6.10. Він являє собою диференціальну конденсаторну структуру з повітряним діелектриком. Електроди конденсатора вирізані з плоского куска полікремнієвої плівки товщиною 2 мкм. Нерухомими

електродами цього конденсатора є прості консольні стержні, що розташовані на висоті 1 мкм від поверхні кристала в повітрі на полікремнієвих стовбчиках-анкерах, що приварені до кристала на молекулярному рівні.

Тут показано тільки основний конструктивний блок сенсора. Фактично сенсор має 54 таких елементарних комірки. Інерційна маса сенсора прискорення під час вимірювання швидкості переміщення зміщується відносно іншої частини кристала. Її пальцеподібні виступи утворюють рухомий електрод конденсатора. Обидві сторони цієї структури опираються на стовпчики-анкери. Розтяжки, що утримують інерційну масу, виконують роль механічної пружини постійної пружності, що обмежує переміщення маси і її повернення у вихідне положення. Під дією прискорення сила інерції

$$F = ma$$

зрівноважується силою пружини

$$F = kx,$$

де m – маса , a – прискорення; x – зміщення маси відносно вихідного положення.

Прирівнявши силу інерції і силу протидії, отримаємо

$$a = \frac{k}{m}x = S_a \cdot x.$$

Причому $S_a = \frac{k}{m} = \text{const}$ – чутливість, значення якої залежить від конструктивних параметрів (k і m) сенсора.

Оскільки переміщення інерційної маси відбувається в площині полікремнієвої плівки, то вісь чутливості сенсора знаходиться в цій же площині, і, відповідно вона паралельна площині друкованої плати, до якої закріплюють сенсор.

В стані спокою (рух з постійною швидкістю) всі «пальці» рухомого електрода завдяки дії розтяжки знаходяться на однаковій відстані від пари «пальців» нерухомого електрода. При будь-якому прискорені рухомі електроди наближаються до одного з наборів нерухомих електродів і віддаляються від другого набору. В результаті цього відносне переміщення стає неоднаковим, і ємність між рухомим електродом та кожним із рухомих електродів змінюється пропорційно віброприскоренню.

Завершуючи знайомство з акселерометрами ємнісного типу, наведемо декілька цифр, що характеризують конструкцію і рівень технології виготовлення цих сенсорів (табл. 6.4).

Таблиця 6.4 – Параметри акселерометрів ємнісного типу

	Найменування параметра	Числове значення
1	Інерційна маса	0,1 мкГ
2	Ємність кожної частини диференціального конденсатора	0,1 пФ
3	Мінімальне розрізнення відхилення ємності	20 аФ (10^{-18} Ф)
4	Зміна ємності, що відповідає зміні прискорення в повному діапазоні	0,01 пФ
5	Відстань між електродами конденсатора	1,3 мкм
6	Мінімальне розрізнення відхилення рухомих електродів конденсатора	0,2 ангстрема (0,2 від діаметра атома)

6.3.3 Індуктивні перетворювачі

В індуктивних перетворювачах із змінною довжиною повітряного зазору (схема 1 у табл. 6.5) використовується залежність індуктивності L від довжини повітряного зазору δ.

Якщо знехтувати опором магнітопроводу, незначним, порівняно з магнітним опором зазору, а також втратою потужності в магнітопроводі, то одержимо

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta},$$

де μ_0 – магнітна стала; ω – число витків котушки; S – ефективна площа повітряного зазору.

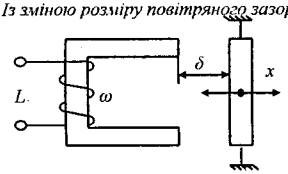
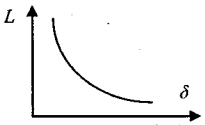
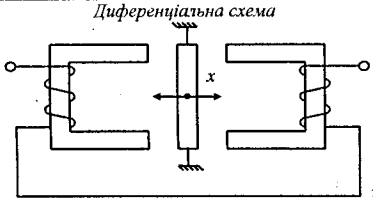
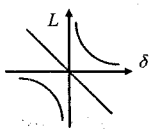
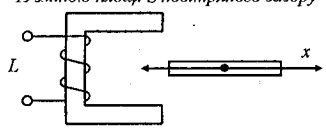
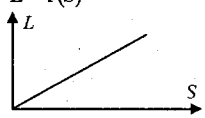
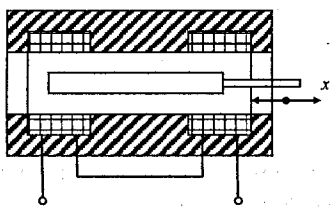
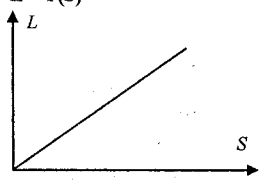
Як наслідок, індуктивний перетворювач із змінною довжиною повітряного зазору є нелінійним перетворювачем, залежність L від довжини зазору δ близька до гіперболічної. З достатнім для практики рівнем наближення можна вважати його лінійним лише при малих відносних змінах довжини повітряного зазору Δδ/δ.

У реальних конструкціях перетворювачів відносна зміна зазору Δδ/δ = 0,1...0,15 при нелінійності характеристики 1-3 %. Тому такі перетворювачі застосовуються для перетворень невеликих переміщень (0,01...10 мм).

Значне покращення лінійності при одночасному збільшенні чутливості досягається в диференціальних перетворювачах із двома перетворювальними елементами, що мають загальну рухому частину (схема 2 у табл. 6.5). У них рухомий якір розміщений симетрично відносно обох осердь із початковим зазором δ, і магнітні опори для потоків, що створюються двома котушками, однакові. Зміни магнітних опорів, що відбуваються при переміщенні Δδ якоря, мають протилежні знаки. При зустрічно-послідовному вмиканні обмоток їх сумарна індуктивність

$$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta - \Delta\delta} - \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta + \Delta\delta} = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \frac{1}{1 - \left(\Delta\delta / \delta\right)^2}.$$

Таблиця 6.5 – Основні різновиди індуктивних перетворювачів

Схема	Функціональні схеми перетворювачів	Рівняння перетворення
1	*Із зміною розміру повітряного зазору* 	$L = \frac{\mu_0 \omega^2 S}{\delta}$ 
2	*Диференціальна схема* 	$L = 2\mu_0 \omega^2 S \frac{\Delta\delta}{\delta} \cdot \frac{1}{1 - \left(\Delta\delta / \delta\right)}$ 
3	*Із зміною площі S повітряного зазору* 	$L = f(S)$ 
4	*Плунжерного типу* 	$L = f(S)$ 

Внаслідок того, що в знаменнику останнього виразу відношення $\Delta\delta/\delta$ знаходиться у квадраті, в диференціальному перетворювачі лінійність характеристики забезпечується в більш широких межах. Через це практично всі індуктивні перетворювачі виконуються диференціальними.

Індуктивні перетворювачі із змінною площею повітряного зазору

(схема 3 у табл. 6.5) застосовуються для перетворення переміщень рухомого феромагнітного осердя в діапазоні 5...20 мм. Функція перетворення таких перетворювачів практично лінійна.

Найбільш поширені індуктивні перетворювачі плунжерного типу. В основу принципу дії цих перетворювачів покладено зміну магнітного опору ділянок розсіювання магнітного потоку, а отже, й індуктивності котушки при переміщенні феромагнітного рухомого елемента (плунжера) всередині котушки. Найчастіше застосовуються диференціальні плунжерні перетворювачі з магнітопроводом (схема 4 у табл. 6.5). Плунжерні перетворювачі мають, як правило, лінійні характеристики і забезпечують перетворення переміщень від кількох міліметрів до кількох десятків сантиметрів.

6.4 Генераторні вимірювальні перетворювачі

У генераторних перетворювачах вхідна величина перетворюється у вихідний сигнал, який має енергетичні властивості.

Основні різновиди генераторних перетворювачів наведені у табл. 6.6.

6.4.1 Індукційні перетворювачі

Принцип роботи таких перетворювачів ґрунтується на використанні явища електромагнітної індукції (схема 1 у табл. 6.6).

При лінійних або кутових переміщеннях вимірювальної котушки у відомому магнітному полі наведена в ній е.р.с.

$$e = -B_p l \frac{dx}{dt} \qquad \text{або} \qquad e = -B_p S_p \frac{d\alpha}{dt},$$

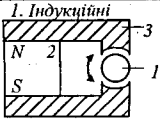
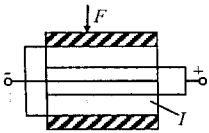
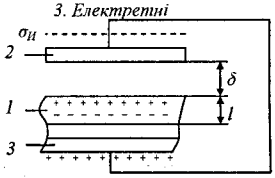
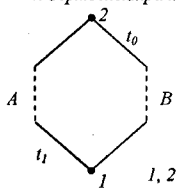
де B_p – індукція в робочому зазорі; l – активна довжина вимірювальної котушки; x, α – переміщення відповідно лінійне або кутове; S_P – активна площа рамки.

Індукційні перетворювачі використовуються для вимірювання лінійної і кутової швидкостей, а також інших величин, функціонально пов'язаних із ними. Перетворювачі цього типу, призначені для вимірювання кутової швидкості і виконані у вигляді невеликих генераторів постійного чи змінного струмів, називаються тахогенераторами.

Джерелами похибок індукційних перетворювачів є нелінійність функції перетворення і нестабільність параметрів магнітних матеріалів у часі і при зміні температури. Нелінійність зумовлена головним чином неоднорідністю магнітного поля в зазорі і оберненим впливом поля котушки при проходженні по ній струму. Похибки індукційних перетво-

рювачів складають 0,1...1 %.

Таблиця 6.6 – Основні різновиди генераторних перетворювачів

Тип перетворювачів	Рівняння перетворення
1. Індукційні  *1* - якір *2* - магніт *3* - котушка	$e = nB\omega \sin nt$ n – частота обертання; ω – кількість витків котушки; B – індукція в зазорі
2. П'єзоелектричні  *F* - сила *1* - кристал	$d = q/F = CU/F$ q – електричний заряд; F – сила; C – ємність; U – напруга
3. Електретні  	$E = \frac{Q}{\delta(C_0 + C_1)}$ Q – заряд електрета; δ – сумарна довжина; C_0 – ємність електрета; C_1 – ємність повітряного зазору
4. Термоелектричні  *1, 2* - спай	Результувальна термо-е.р.с. $e_{AB} = U_{AB}(t_0) + U_{BA}(t_0) + U_B(t_0t_1) + U_A(t_0t_1)$, $U_{AB}(t_0), U_{BA}(t_0)$ – термо-е.р.с. Зеебека $U_A(t_0t_1), U_B(t_0t_1)$ – термо-е.р.с. Томсона

6.4.2 П'єзоелектричні перетворювачі

Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів оснований на явищах прямого та зворотного п'єзоефектів.

Суть прямого п'єзоефекту полягає в електризації кристалів деяких діелектриків під дією механічних напружень, а зворотного – у виникненні механічної деформації кристала під дією електричного поля.

Особливістю п'єзоефекту (схема 2 у табл. 6.6) є зміна його знака, тобто при зміні напряму механічного напруження змінюється полярність електричних зарядів і при зміні полярності електричного поля змінюється напрям механічної деформації, що зумовлює роботу

п'єзоелектричних перетворювачів у динамічному режимі. До матеріалів, яким властивий п'єзоефект, належать кварц, сегнетова сіль, а також п'єзокераміка.

Можливі різні способи деформацій п'єзоелектричних матеріалів: за товщиною, довжиною, об'ємні, зсуви по товщині і поверхні. Основними видами деформації є деформації за товщиною і довжиною.

Електричний заряд q, що виникає на гранях п'єзоелектричного перетворювача під дією сили F (схема 2, табл. 6.6), дорівнює:

$$q = dF,$$

де d – п'єзоелектричний модуль.

Одним із основних питань при проектуванні п'єзоелектричних сенсорів є вибір п'єзоелектричного матеріалу, при якому необхідно звертати увагу на п'єзоелектричний модуль d. Коефіцієнти d для випадків прямого і оберненого ефектів чисельно однакові.

Вихідною величиною п'єзоелектричного перетворювача є напруга на його електродах

$$U = \frac{d}{C}F,$$

де C – ємність, створена електродами.

П'єзоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання сили, тиску, механічних напружень, прискорень тощо.

На основі п'єзоелементів будують п'єзорезонансні перетворювачі, вихідною величиною яких є частота коливань п'єзорезонатора

$$f = f_0\left(1 + k_1(T - T_0) + k_2(T - T_0)^2 + k_3(T - T_0)^3\right),$$

де f – частота коливань перетворювача (вихідна величина); f_0 – власна частота його коливань при температурі T_0; k_1, k_2, k_3 – сталі коефіцієнти.

Головні переваги цих перетворювачів: малі габарити, висока надійність, простота конструкції, можливість вимірювати швидкозмінювані параметри.

Їхні недоліки: неможливість вимірювати статичні величини, наявність гістерезису і нелінійності.

6.4.3 Електретні перетворювачі

Під електретом розуміють постійний наелектризований діелектрик із різнойменними полюсами, що має зовнішнє електричне поле. У більш загальному випадку електрет – це діелектрик, що тривало зберігає поляризацію після віддалення зовнішнього електричного поля і створює в навколишньому просторі електричне поле.

Якщо електрет 1 розміщено між металевими пластинами 2 і 3,

з'єднаними провідником (схема 3 у табл. 6.6), то на металевих електродах буде виникати наведений заряд, густина якого

$$\sigma_u = \varepsilon_0 E = \frac{\sigma}{1 + \varepsilon S / \varepsilon_0 l},$$

де δ – густина електричного заряду; ε, l, S – діелектрична проникність, товщина і площа матеріалу електрета; E – напруга електричного поля, що створюється електретом.

Коли один із електретів коливається, то наведений на ньому заряд буде змінюватись і по зовнішньому колу протікає струм

$$i = S \frac{d\sigma_u}{dt}.$$

Електретні перетворювачі можуть використовуватись для вимірювання параметрів вібрацій (електретний мікрофон, телефон), але більше застосування вони знайшли для перетворення тиску навколишнього повітря.

Недолік електретних перетворювачів полягає в тому, що вони зазнають впливу температури. При нагріванні електрет втрачає свої внутрішню поляризацію і поверхневий заряд. Основним фактором, що ускладнює практичне застосування електретів, є складність одержання двох або кількох електретів із різною поверхневою густиною зарядів. І, зрештою, поверхнева густина заряду змінюється в часі, отже, електричне поле поза електретом нестабільне. У той самий час електрет має низьку вартість і просту конструкцію.

6.4.4 Термоелектричні перетворювачі

В основу будови термопар покладено явища Томсона і Зеєбека.

Явище Томсона полягає у появі на кінцях однорідного провідника, який має температурний градієнт, деякої різниці потенціалів внаслідок того, що електрони дифундують з гарячого кінця провідника до холодного. Е.р.с., що виникає при цьому і називається термо-е.р.с. Томсона

$$e = \int_{T_2}^{T_1} \sigma \, dT,$$

де σ – коефіцієнт Томсона для даного провідника.

Якщо скласти коло з двох різних провідників a і b (схема 4 у табл. 6.6), то сумарна термо-е.р.с. Томсона дорівнює різниці термо-е.р.с. Томсона кожного провідника і визначається

$$e = \int_{T_2}^{T_1} (\sigma_a - \sigma_b) dT,$$

де σ_a і σ_b, – коефіцієнти Томсона для провідників a і b, відповідно.

Явище Зеєбека. При з'єднанні двох різнорідних провідників у місці їх контакту виникає контактна різниця потенціалів, зумовлена різною концентрацією носіїв заряду.

Зеєбеком було встановлено, що в замкненому колі двох різнорідних провідників, спаї яких мають різні температури, електрорушійна сила $E_{ab}(T_1)$, яка виникає при переході від провідника a до провідника b в точці з температурою T_1, і електрорушійна сила $E_{ba}(T_2)$, яка виникає при переході від провідника b до провідника a, мають протилежні знаки і не дорівнюють одна одній.

Сумарна термо-е.р.с., яка виникає у колі, що складається з двох різних провідників a і b є сумою контактних е.р.с. і е.р.с. Томсона:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = E_{ab}(T_1) + E_{ba}(T_2) + \int_{T_1}^{T_2} (\sigma_a - \sigma_b) dT.$$

Ця сумарна термо-е.р.с. для даної пари провідників залежить тільки від значень температур T_1 і T_2 і може бути подана різницею відповідних функцій:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = E_{ab}(T_1) - E_{ba}(T_2).$$

Якщо різниці температур малі, то можна припустити, що термо-е.р.с., яка формується термопарою, пропорційна різниці температур спаїв:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = k(T_1 - T_2),$$

де k – сталий коефіцієнт, різний для різних матеріалів термоелектродів.

Якщо один спай помістити в середовище з постійною температурою, наприклад T_2, то термо-е.р.с., що виникне в загальному випадку, є нелінійною функцією температури T_1

$$e_{ab}(T_1, T_2) = e(T_1).$$

Наприклад, для мідь-константанових термопар функція перетворення має вигляд:

$$e = aT + bT^2 + cT^3,$$

де a, b і c – сталі коефіцієнти, які визначаються під час градуювання термопари.

Спай термопари, який поміщають в досліджуване середовище, називають робочим або гарячим, а кінці електродів, температура яких підтримується переважно постійною, – вільними або холодними.

Чутливий елемент термоелектричного перетворювача, тобто пару термоелектродів, називають термопарою.

Матеріалами термоелектродів служать сплави хромель, копель, алюмель, вольфрамреній, платинородій, а також платина, мідь і залізо. Від назви термоелектродів походить назва типу самого перетворювача, наприклад, перетворювач типу ТХА має електроди з хромелю та алюмелю. Характеристики деяких типів термоелектричних перетворювачів наведено в табл. 6.7.

Таблиця 6.7 – Характеристики термопар

Тип термопари	Матеріали термоелектродів	Тип НСХП	Діапазон вимірювання, °С
ТХА	Хромель – Алюмель	ХА(К)	-270 ... +1000
ТХК	Хромель – Копель	ХК(L)	-200 ... +600
ТПП	Платинородій (10% платина)	ПП(S)	
ТВР	Вольфрам – реній ВР5 Вольфрам – реній ВР(А)-1	ВР(А)-1	0 ... 2200

Функція перетворення (або НСХП) термоелектричних перетворювачів, як правило, нелінійна і для кожного типу перетворювача задається у вигляді таблиць

$$e = f(T)$$

при температурі вільних кінців 0 °С (див. табл. 6.8).

Таблиця 6.8 – НСХП термопари типу ТХА

Вимірювана температура, T^0С	0	200	400	600	800	1000	1200
Значення термо-е.р.с. e, мВ	0	8.137	16.395	24.902	33.277	41.269	48.828

Статична характеристика для цього типу термопари в обмеженому діапазоні перетворення наведена на рис. 6.11.

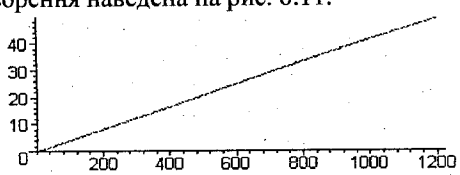


Рисунок 6.11

Апроксимова НСХП поліномом другого порядку має вигляд

$$e = 0{,}01441 + 0{,}03931 \cdot T^1 + 0{,}000006 \cdot T^2$$

і в цьому діапазоні вимірювання температури практично лінійна.

6.4.5 Фотоелектричні перетворювачі

В основу будови генераторних фотоелектричних перетворювачів покладено явище зовнішнього фотоефекту. До них належать фотодіоди і фототранзистори.

Суть зовнішнього фотоефекту полягає в емісії (випусканні) електронів на поверхні фотокатода у вакуум під дією світлового потоку.

Кванти світла, що досягають фоточутливої поверхні катода, викликають емісію фотоелектронів, які під дією зовнішнього електричного поля створюють фотострум.

Рівняння перетворення фотодіода має такий вигляд

$$E = \frac{kT}{e} \ln\left(S_I \frac{\Phi}{I_s} - 1\right),$$

де E – фото-е.р.с.; k – стала Больцмана; T – абсолютна температура; e – заряд електрона; S_I – чутливість; I_s – тепловий струм.

Фотоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання як світлових, так і несвітлових неелектричних величин. Прикладами використання фотоелектричних перетворювачів є швидкість обертання, кут повороту, кутова швидкість, обертальний момент та ін.

Розглянемо застосування фотоелектричних перетворювачів в сенсорах швидкості.

Принцип дії фотоелектричного сенсора швидкості грунтується на модуляції освітлення робочої поверхні фотоелектричного елемента числом обертів (частотою обертання n).

Із великої кількості фотоелектричних перетворювачів найбільш поширені сенсори з перериванням світлового потоку (рис. 6.12). Світловий потік спрямовується оптичною системою на обертовий диск і після переривання потрапляє на фотоелемент, який реєструє імпульс фотоструму.

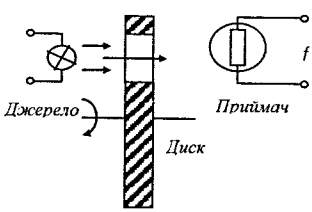


Рисунок 6.12

У разі переривання світлового потоку на об'єкт вимірювання (вал, який обертається) необхідно насадити диск з отворами або прорізами, а на випадок відбиття нанести на об'єкт глянцеві або матові поверхні. Частота пульсацій f фотоструму з частотою обертання об'єкта вимірювання пов'язана такою залежністю:

$$f = \frac{n z}{60},$$

де z – кількість прорізів або отворів у диску.

Фотоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання частоти обертання та інших фізичних величин, функціонально пов'язаних з нею. Їхні переваги: широкий діапазон вимірювання (від 10^{-3} до 10^{6} об/хв), простота конструкції, мале навантаження на об'єкт вимірювання, висока завадостійкість, практично необмежений строк служби.

Недоліки: похибка, зумовлена нерівномірним нанесенням отворів (прорізів, поділок, позначок); похибка від ексцентриситету між центром диска і віссю вала, на якому він встановлений.

6.5 Принцип дії перетворювачів кутових переміщень

Перетворювачі кутових переміщень знайшли широке застосування в електроенергетиці та електромеханіці для вимірювання кутових переміщень, кутових швидкостей та прискорень. Вони здійснюють перетворення кутового переміщення в послідовність електричних сигналів, яка містить інформацію про значення і напрямок інформативного сигналу (рис. 6.13).

Принцип дії перетворювачів кутових переміщень засновано на фотоелектричному зчитуванні растрових і кодових спряжень, реєстрації відносної величини потоку оптичного випромінювання, що пройшло через растрове спряження, як координатно-періодичної функції взаємного кутового положення регулярного растра шкали і растрів вікон аналізатора.

Перетворювач має два кінематично функціональних зв'язаних блоки: радіальну растрову шкалу 1, яка жорстко зв'язана з валом перетворювача, і растровий аналізатор 2 нерухомого блоку зчитування (рис. 6.13).

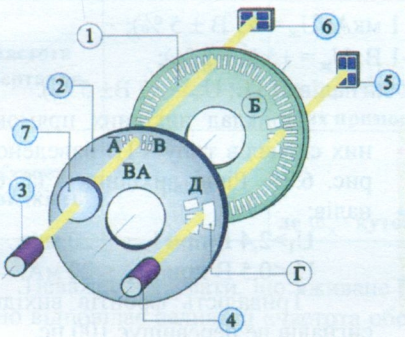


Рисунок 6.13

До складу растрового аналізатора входять чотири поля (рис. 6.14) зчитування $A, \overline{A}, B, \overline{B}$, кожне з яких зсунуте в просторі відносно попереднього на 1/4 періоду растра.

Паралельний світловий потік, сформований конденсором 7 випромінювача 3, проходячи через растрове спряження, аналізується чотириквадрантним фотоприймачем 5.

Здвоєні відповідним чином фотоприймачі дозволяють отримати два ортогональних струмових сигнали I_A та I_B (рис. 6.15), постійна

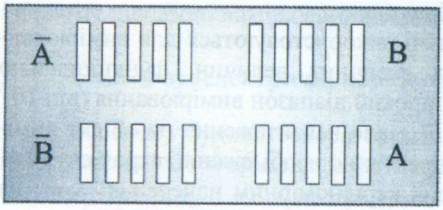


Рисунок 6.14

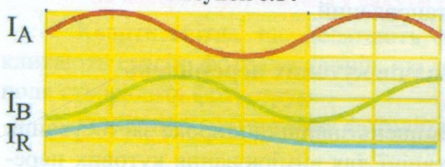


Рисунок 6.15

складова яких не залежить від рівня освітленості.

Наявність двох ортогональних вимірювальних сигналів дозволяє визначити напрямок переміщення та суттєво підвищити роздільну здатність в процесі обробки цих сигналів в електронному блоці.

Сигнал I_A випереджає сигнал I_B під час обертання вимірювального лімба за годинниковою стрілкою, який жорстко зв'язаний з валом перетворювача (вигляд зі сторони вала перетворювача).

Растровий аналізатор крім вікон інкрементувального зчитування має референтну мітку Д. Референтна мітка Д позиційно узгоджена з доріжкою референтних міток лімба. Сигнал референтної мітки на рис. 6.15 позначено I_R. Він формується один раз за один повний оберт вала, що дозволяє цей перетворювач використовувати також як сенсор положення.

На виходах сенсора електронною схемою можуть формуватися сигнали у вигляді:

- синусоїди струму (СС ~11 мкА; $U_ж$ = +5 В ± 5 %);
- синусоїди напруги (СН ~1 В; $U_ж$ = +5 В ± 5 %);
- прямокутних імпульсних сигналів (TTL; $U_ж$ = +5 В± 5 %).

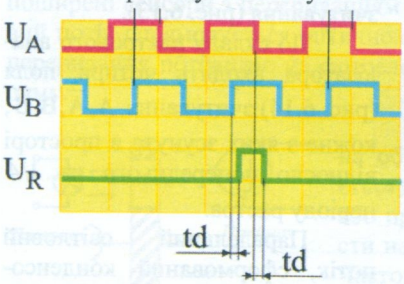


Рисунок 6.16

Приклад вихідних прямокутних сигналів типу TTL наведено на рис. 6.16. Рівні вихідних TTL сигналів:

U_1>2,4 В при $I_{вих.} \leq 20$ мА;

U_0<0,5 В при $I_{вих.} \leq 20$ мА.

Тривалість фронтів вихідних сигналів не перевищує 100 нс.

Час затримки сигналу U_R референтної мітки відносно основних сигналів U_A і U_B $t_d \leq 300$ нс.

Рівняння перетворення для широковживаних в електроенергетиці та електромеханіці сенсорів, в основу будови яких покладено перетворювач кутових переміщень, наведено в табл. 6.9.

Рух обертальних механізмів можна описувати термінами «кутова швидкість» чи «частота обертання», суть яких різна.

Наведемо визначення цих параметрів кутових переміщень, що відповідають міжнародній системі одиниць вимірювання.

Кутовою швидкістю називається фізична величина, зумовлена першою похідною від кута повороту φ за час t, рад/с:

$$\omega(t)=\frac{d\varphi}{dt}.$$

Частотою обертання n називається фізична величина, обумовлена відношенням кількості обертів N обертового вала до часу обертання $\Delta t\in[0, T]$

$$n(t)=\frac{N}{t}.$$

Одиниця вимірювання n відрізняється від ω у формулі множником 2π.

Таблиця 6.9 – Рівняння перетворення сенсорів кутових переміщень

Вимірювана ФВ	Одиниці вимірювання	Рівняння перетворення
Кут повороту	град	$\alpha_x=i\cdot\frac{360}{z}$, α_x - кут повороту; i - поточна кількість вихідних імпульсів $(i\in 0...z)$; z - кількість імпульсів за один повний оберт $(z\in 10^3...10^6)$.
	рад	$\alpha_x=i\cdot\frac{2\pi}{z}$
Частота обертання	об/хв	$f_x=\frac{n_x z}{60}$, де n_x - швидкість обертання; f_x - частота вихідних прямокутних імпульсів.
Кутова швидкість	рад/с	$f_x=\frac{\omega_x z}{2\pi}$, де ω_x - кутова швидкість.

Неважко з'ясувати, що вживане поняття «швидкість обертання n» точно відповідає величині «частота обертання». Основне рівняння вимірювання швидкості обертання, як і частоти обертання

$$n=\frac{N}{t}.$$

Ці означення вказують на те, що швидкість обертання, як і частота обертання, ніяк не є синонімами кутової швидкості. За фізичним змістом це різні величини, не пропорційні одна іншій. При періодичному обер-

танні n=const, але кутова швидкість може бути змінною протягом одного оберту. Рівність

$$\omega = 2\pi n$$

справедлива тільки для рівномірного обертання.

Контрольні питання

1. Наведіть основні особливості вимірювання неелектричних величин.
2. З яких основних частин складається ЗВ неелектричних величин?
3. Що таке градуювальна характеристика сенсора? Чому бажано, щоб вона була лінійною?
4. З якою метою запровадили уніфікацію вихідних сигналів сенсорів і у якому вигляді їх подають?
5. Які вимірювальні перетворювачі називаються параметричними? Наведіть їхні основні різновиди.
6. Поясніть принцип дії резистивних перетворювачів контактного типу.
7. Розкрийте суть явища внутрішнього фотоефекту.
8. Будова, принцип дії, галузі застосування фоторезисторів.
9. Будова, принцип дії, галузі застосування кондуктометричних вимірювальних перетворювачів.
10. Будова, принцип дії, галузі застосування (терморезисторів) термометрів опору.
11. Будова, принцип дії, галузі застосування тензорезисторів.
12. Сформулюйте суть явища тензоефекту у напівпровідниках.
13. Виведіть рівняння перетворення тензомостового вимірювального перетворювача.
14. Сформулюйте суть явища магніторезистивного ефекту.
15. Будова, принцип дії, галузі застосування магніторезисторів.
16. Перетворювачем яких фізичних величин може бути ємнісний сенсор?
17. Ємнісні перетворювачі на основі зміни діелектричної проникності.
18. Ємнісні перетворювачі на основі зміни площі пластин.
19. Ємнісні перетворювачі на основі зміни відстані між пластинами.
20. Будова, принцип дії, галузі застосування ємнісного перетворювача рівня.
21. Будова, принцип дії, галузі застосування ємнісного перетворювача товщини.
22. За рахунок чого в диференціальній схемі ємнісного перетворювача розширюється діапазон вимірювання?
23. Будова, принцип дії, галузі застосування ємнісного акселерометра.
24. Наведіть основне рівняння вимірювання, що покладено в основу будови індуктивних вимірювальних перетворювачів.
25. Будова, принцип дії, галузі застосування індуктивних вимірювальних перетворювачів із змінною повітряного зазору.
26. Дайте поняття генераторних вимірювальних перетворювачів та наведіть їхні різновиди.
27. Будова, принцип дії, галузі застосування індукційних вимірювальних перетворювачів.
28. Сформулюйте суть явища прямого п'єзоефекту.

29. **Будова, принцип дії, галузі застосування п'єзоелектричних вимірювальних перетворювачів.**
30. **Будова, принцип дії, галузі застосування електретних вимірювальних перетворювачів.**
31. **Сформулюйте суть явищ Томпсона та Зеєбека.**
32. **Будова, принцип дії, галузі застосування термопар.**
33. **Сформулюйте сутність явища зовнішнього фотоефекту.**
34. **Будова, принцип дії, галузі застосування фотоелектричного сенсора швидкості.**
35. **Будова, принцип дії, галузі застосування фотоелектричних вимірювальних перетворювачів кутових переміщень.**
36. **Наведіть рівняння перетворення сенсорів кута повороту, кутової швидкості, частоти обертання.**

Розділ 7 МІКРОПРОЦЕСОРНІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ

Нині неможливо уявити діяльність людини без сучасних персональних комп'ютерів, великих ЕОМ і інших засобів обчислювальної техніки. Масовому впровадженню комп'ютерів у діяльність людини сприяли успіхи, досягнуті в напівпровідниковій електроніці. Важко повірити, що перша електронно-обчислювальна машина (1948 р.) була створена до винаходу першої інтегральної мікросхеми. Без прогресу в технології напівпровідникової електроніки, на базі якої створюються інтегральні схеми, не з'явилася б світова інформаційна павутина – Інтернет і глобальні системи мобільного зв'язку, не були б досягнуті успіхи в освоєнні космічного простору.

XX століття можна сміливо вважати століттям високих технологій. Найбільш яскравий приклад високих технологій XX століття – напівпровідникова електроніка, на базі якої і створюються інтегральні схеми. Дуже знаменно, що в останній рік минулого сторіччя Нобелівським лауреатом в області фізики став американський учений Дж. Кілбі — один із творців першої інтегральної мікросхеми (вересень 1958 р., фірма Texas Instruments). Необхідно відзначити, що транзистор був винайдений одинадцятьма роками раніше (1947 р.), а ідея інтегральної схеми була запропонована американським ученим Д. Даммером у 1954 р. Перша інтегральна схема складалася усього з одного германієвого транзистора, трьох резисторів і конденсатора. Проте, це було революційним відкриттям в електроніці. Дж. Кілбі винайшов не просто інтегральну схему — він відкрив дорогу в майбутнє.

Повною мірою оцінити прогрес засобів обчислювальної техніки за останні 50 років можна простим порівнянням технічних характеристик перших ЕОМ із можливостями і характеристиками сучасних мікропроцесорів типу Pentium III чи Pentium IV.

Перша в СРСР електронно-обчислювальна машина була створена в 1951 р. Споживана нею потужність складала 25 КВт, а універсальний арифметико-логічний пристрій виконував всього 50 арифметичних чи логічних операцій у секунду.

Супер-ЕОМ Сгау-1 була реалізована на мікросхемах у 1975 р. Тривалість машинного циклу Сгау-1 складала 12,5 нс, що забезпечувало продуктивність порядку 100 мільйонів арифметичних операцій у секунду. Сгау-1 містила приблизно 300 000 мікросхем, що були розміщені в об'ємі 2,8 м^3. Концентрація великої кількості мікросхем у малому об'ємі була обумовлена мінімізацією довжини з'єднувальних провідників і створювала серйозну проблему щодо відведення тепла, виділюваного при роботі. У Сгау-1 теплова енергія виділялася по каналах охолоджен-

ня стиснутим фреоном. Вартість Сгау-1 складала від 10 до 15 млн. доларів залежно від обсягу пам'яті та периферійного устаткування.

Оскільки в розвитку засобів обчислювальної техніки першочергову роль відіграють досягнення в технології напівпровідникової електроніки, розглянемо особливості сучасної мікроелектронної бази.

Продуктивність процесорів у першу чергу залежить від тактової частоти й архітектури процесорів. Під архітектурою мікропроцесорів (МП) тут і надалі розуміється структурна організація процесора, що містить процесорне (обчислювальне) ядро, пам'ять, функціональні пристрої, периферійні контролери і зв'язки між ними. Складність і функціональні можливості архітектури в основному визначаються кількістю логічних елементів, інтегрованих на кристалі. Для збільшення тактової частоти і реалізації складних процесорних архітектур необхідно зменшувати розміри окремих транзисторів. Для порівняння, МП серії 386 (Intel) має 275 тис. транзисторів, МП 486SX – 1,6 млн., Pentium – 3,4 млн. транзисторів, а його наступні модифікації Pentium Pro – 5,5 млн. транзисторів, Pentium II – 7,5 млн., Pentium III – 8,5 млн., а Pentium IV має 42 млн. транзисторів. Збільшення інтеграції забезпечує реалізацію на одному кристалі зовнішніх, відносно МП, пристроїв, у першу чергу, пам'яті, що дозволяє позбутися зовнішніх ліній зв'язку і тим самим підвищити швидкодію системи в цілому. Сьогодні можна вважати освоєною технологію, що забезпечує на базі фотолітографічного процесу одержання транзистора з розмірами 0,13 мкм.

Сучасний рівень напівпровідникової технології яскраво ілюструють параметри нових процесорів фірми Intel і Texas Instruments.

У процесорі Pentium III, реалізованому на базі технології 0,18 мкм, досягнута тактова частота процесора 1 ГГц, а тактова частота системної шини складає 133 МГц. У новому процесорі Pentium IV на базі тієї ж технології тактова частота процесора складає 1,4 ГГц. Така висока тактова частота при 64-розрядній шині даних забезпечує швидкість обміну даними з пам'яттю, рівну 3,2 Гбайта/с. Крім того, на кристалі процесора інтегрована кеш-пам'ять першого рівня об'ємом 8 кбайт і другого рівня об'ємом 256 кбайт. У Pentium III і Pentium IV, реалізованих на базі технології 0,13 мкм, тактова частота буде складати відповідно 1,26 ГГц і 2 ГГц. Збільшення реальної продуктивності процесора залежить не тільки від підвищення тактової частоти, але і від розвитку архітектури.

Прийнята така класифікація процесорних пристроїв, реалізованих на одному кристалі:

- мікропроцесори загального призначення для числової обробки (універсальні мікропроцесори);
- мікроконтролери для простих систем керування/контролю;

- сигнальні процесори для цифрової обробки сигналів;
- програмовані логічні інтегральні схеми.

Дана класифікація з удосконаленням архітектури процесорного ядра і впровадженням нових технологій зазнала істотних змін. З урахуванням взаємного впливу архітектури мікропроцесорів різних типів надалі можливо будуть потрібні нові принципи класифікації мікропроцесорів.

Універсальні мікропроцесори призначені для використання в обчислювальних системах: персональних ЕОМ, робочих станціях, а в останній час і в паралельних супер-ЕОМ. Основною їх характеристикою є наявність розвинутих приладів для ефективної реалізації операцій із плаваючою точкою над 64-розрядними операндами.

Цифрові сигнальні процесори розраховані на обробку в реальному часі цифрових потоків, утворених шляхом оцифрування аналогових сигналів. Це зумовлює їх порівняно малу розрядність і переважно цілочислову обробку. Але сучасні сигнальні процесори здатні проводити обчислення із плаваючою точкою над 32-40 – розрядними операндами.

Програмовані логічні інтегральні схеми – це матричні інтегральні схеми, що дозволяють програмно скомпонувати в одному корпусі електронну схему, еквівалентну схемі, що містить від кількох десятків до кількох сотень інтегральних схем стандартної логіки. Порівняно з іншими мікроелектронними технологіями, технологія програмованих логічних інтегральних схем забезпечує рекордно короткий проектно-технологічний цикл (від кількох годин до кількох днів), мінімальні затрати на проектування, максимальну гнучкість при необхідності модифікації апаратури.

Найбільша спеціалізація і різноманітність функцій у **мікроконтролерів**, які використовуються у вбудованих системах вимірювання та керування, у тому числі і в побутових приладах. Загальна кількість кристалів з різними системами команд перевищує 500.

Дотепер десятки фірм, серед яких Analog Devices, Atmel, Dallas Semiconductor, Oki, Philips, Infineon Technologies, Silicon Storage Technologies, Temic і інші, продовжують випуск аналогів мікроконтролера 8051 (фірма Intel) — родоначальника всіх мікроконтролерів. У мікроконтролері 8051 реалізована CISC (Complex Instruction Set Computer) архітектура процесорного ядра, що оперує з повним набором інструкцій. У класичному мікроконтролері 8051 для виконання більшості інструкцій потрібно 12 машинних тактів. Фірма Dallas Semiconductor випускає аналог мікроконтролера 8051, у якому основні інструкції виконуються за чотири такти. В аналогах мікроконтролера 8051, що випускаються фірмами Infineon і Philips Semiconductors, для виконання основних інструк-

цій потрібно шість машинних тактів. Усього в мікроконтролері 8051 реалізовано 255 інструкцій. Фірмою Intel випускаються також мікроконтролери MCS151/251, цілком сумісні на рівні кодів інструкцій з мікроконтролером 8051. У 1994 р. фірма Philips Semiconductors, що випускає більше 60 модифікацій мікроконтролера 8051, створила на базі популярної 8-розрядної архітектури оригінальний 16-розрядний мікроконтролер 8051XA, сумісний на рівні кодів інструкцій з мікроконтролером 8051. Мікроконтролер 8051XA може працювати в двох режимах: розширеному й сумісності. У розширеному режимі використовуються нові можливості мікроконтролера, у тому числі й ефективні інструкції для обробки мультизадач. У мікроконтролері 8051XA більшість інструкцій типу регістр-регістр виконується за три машинних такти (100 нс) при тактовій частоті 30 МГц. Усього в мікроконтролері 8051XA реалізовано 479 інструкцій.

7.1 Функції, що виконуються мікропроцесорами у вимірювальних системах

Загальні відомості. Як уже відзначалося, для сучасного етапу розвитку техніки характерне інтенсивне і глибоке проникнення в її різні галузі мікропроцесорів. За широтою й ефективністю застосування мікропроцесорів одне з перших місць займає контрольно-вимірювальна техніка.

Природно виникає питання: «Що дає застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах?»

У загальному плані відповіддю можуть слугувати заголовки ряду журнальних статей та інформаційних матеріалів: «Мікропроцесор робить революцію в електронному приладобудуванні». І це дійсно так. Але навіть якщо стримати патетичні інтонації й перейти до звичайної технічної мови, то варто сказати, що застосування мікропроцесорів у вимірювальній техніці дозволяє різко підвищити точність приладів, значно розширити їхні можливості, підвищити надійність, швидкодію, вирішити задачі, що раніше взагалі не вирішувалися.

Конкретний розгляд функцій мікропроцесорних систем у вимірювальних приладах показує, що за допомогою цих систем досягається багатофункціональність приладів, спрощення керування процесом вимірювань, автоматизація регулювання, самокалібрування й автоматична перевірка, поліпшення метрологічних характеристик, виконання обчислювальних процедур, статистична обробка результатів спостережень, визначення і переведення у лінійну форму функції вимірюваної фізичної величини, створення програмувальних, цілком автоматизованих прила-

дів. З'явився новий клас «інтелектуальних» приладів, що їх називають також «думаючими» чи «розумними».

Радикально змінилася ідеологія побудови приладів. МП став основною частиною приладу, що привело до зміни конструкції і схемних рішень, компонування, керування, включенню обробки даних у вимірювальну процедуру (виконувану без участі експериментатора). Впровадження МП відкрило можливість побудови багатофункціональних приладів із гнучкими програмами роботи, зробило прилади більш економічними, полегшило вирішення задачі виходу на стандартну інтерфейсну шину (канал загального користування) і керування інтерфейсом. Усе це спростило експлуатацію приладів, різко підвищило продуктивність праці їхніх користувачів.

Розглянемо більш докладно основні можливості та особливості приладів, що містять мікропроцесорні системи, і з'ясуємо, у результаті чого досягаються ці можливості.

Багатофункціональність. Ідея побудови багатофункціональних вимірювальних приладів, призначених для вимірювання декількох параметрів чи сигналів характеристик об'єкта дослідження, не нова. Вона здійснюється вже більше трьох десятиліть. Але до застосування МП багатофункціональні прилади являли собою сукупність декількох функціональних вузлів, об'єднаних в одне конструктивне ціле. При експлуатації таких приладів перехід від однієї функції до іншої здійснюється за допомогою комутувальних пристроїв. У результаті комутації користувач складає, «збирає» з окремих вузлів необхідний прилад для вимірювання конкретного параметра. Алгоритм роботи засобу вимірювання, закладений при його розробці, у процесі експлуатації зберігається незмінним. Інакше кажучи, традиційні багатофункціональні прилади виконані за схемою з твердою логікою. Для неї характерне протиріччя між багатофункціональністю і числом можливих функцій приладу, з одного боку, та економічною, а також технічною ефективностями – з іншого.

Мікропроцесорна система, введена до складу багатофункціонального засобу вимірювання, радикально змінила його, перетворила пристрій із твердою логікою роботи в програмно-керований пристрій. Функціональні можливості такого пристрою визначаються виконуваною програмою і можуть бути легко видозмінені шляхом переходу до іншої програми, збереженої в постійній пам'яті.

Підвищення точності. Нагадаємо, що під точністю засобу вимірювань розуміють якість засобу вимірювань, що відбиває близькість до нуля його похибок. При цьому близькість до нуля систематичних похибок визначає правильність засобу вимірювань, а близькість до нуля випадкових похибок – збіжність показів засобу вимірювань.

Похибки засобу вимірювань відносять до його метрологічних характеристик. Можна перерахувати такі шляхи підвищення точності вимірювального приладу, які досягаються в результаті введення мікропроцесорної системи до складу приладу:

- автоматична компенсація (вилучення) систематичної похибки, зокрема автоматичне встановлення нуля перед початком вимірювань;
- автоматичне виконання градуювальної операції (самокалібрування);
- виконання самоконтролю;
- зменшення впливу випадкових похибок шляхом проведення багаторазових спостережень (одиничних вимірів) з наступним усередненням їхніх результатів;
- виявлення і вилучення промахів;
- виведення на дисплей інформації про числові значення похибок вимірювання.

Розширення вимірювальних можливостей. Застосування МП дозволяє істотно розширити можливості вимірювання широкого переліку параметрів сигналів і характеристик пристроїв. Це пов'язано, насамперед, з використанням здавалося б застарілих видів вимірювань: непрямих і сукупних.

Через необхідність застосування декількох приладів, зняття ряду відліків і наступних обчислень непрямі виміри сприймаються як примітивні, несучасні. Навіть при використанні мікрокалькуляторів обчислення в деяких випадках можуть забирати значний час і, головне, вони, вимагаючи постійної уваги і роботи, не дозволяють досягти високої продуктивності. Крім того, не дуже проста процедура оцінювання похибок непрямих вимірювань, а без цього ніяке вимірювання не може бути визнано достовірним.

Докорінно змінюється положення при включенні до складу приладу мікропроцесорної системи. За командою з клавіатури вона автоматично, відповідно до заданої програми, вибирає режими вимірювань, запам'ятовує результати прямих вимірювань, проводить необхідні обчислення і видає знайдене значення вимірюваної фізичної величини на дисплей. Хоча вимірювання за своєю природою залишаються непрямими, експериментатор сприймає їх як прямі, оскільки, підключивши прилад до об'єкта дослідження, безпосередньо отримує результат.

Прикладом може бути опосередковане вимірювання цифровим вольтметром потужності P, що розсіюється на навантажувальному резисторі. Вимірювання здійснюються за формулою $P = U^2 / R$, де U – спад напруги на резисторі; R – опір резистора. Цифровому вольтметру задається програма, відповідно до якої спочатку вимірюється опір резистора

і запам'ятовується отриманий результат, потім вимірюється напруга на резисторі, після чого обчислюється потужність.

Як інші приклади можна навести вимірювання опорів резисторів на основі формули закону Ома $R = U / I$ та вимірювання коефіцієнта підсилення підсилювача за формулою $K = U_{вх} / U_{вих}$.

Наведені приклади відносять до порівняно простих математичних співвідношень. Але на практиці нерідко виникає необхідність знаходження непрямим шляхом значень і таких фізичних величин, що залежать від великої кількості безпосередньо вимірюваних фізичних величин. Застосування мікропроцесорних систем робить ці вимірювання простими і зручними для користувача, що отримує прямі покази приладу і не відчуває того, що фактично виконуються складні непрямі вимірювання.

Ще більш ефективні мікропроцесорні системи при сукупних вимірюваннях, тобто одночасних вимірюваннях декількох однойменних фізичних величин, при яких шукані значення величин знаходять розв'язуванням системи рівнянь, одержуваних при прямих вимірюваннях різних поєднань цих величин.

Спрощення і полегшення керування приладом. На перший погляд розширення функцій, виконуваних програмувальними приладами, повинне було б привести до збільшення числа органів керування. Але в дійсності це не так. Одним із критеріїв високого рівня програмного забезпечення вимірювального приладу є ступінь складності його передньої панелі.

Прийнято вважати, що «розумний» прилад повинен мати простий набір органів керування. Для сучасних приладів, що містять МП, характерна кнопкова система керування, конструктивно оформлювана у вигляді клавіатури (виносної чи на передній панелі приладу), що зовні нагадує клавіатуру калькулятора.

Так, наприклад, в одного з цифрових мультиметрів з багатьма функціональними можливостями керування зміною функцій, діапазонів вимірювань і режимів роботи (всього 44 поєднань) здійснюється за допомогою клавіатури, що складається з 17 клавіш. Цього вдалося досягти внаслідок того, що кожна клавіша керує аналоговими схемами непрямим чином — через мікропроцесор, а останній селектує різні поєднання сигналів, що вводяться при натисканні клавіш.

Іншим прикладом спрощення керування, скорочення числа ручок і кнопок може слугувати малогабаритний 7-розрядний цифровий частотомір, що працює в діапазоні 10 Гц ... 1 ГГц. На передній панелі цього приладу є тільки два вхідних контакти (один – для сигналів з частотою 10...75 МГц, другий – для сигналів з частотою 70 МГц... 1 ГГц), кнопка

вмикання приладу, ручка регулятора чутливості і двопозиційний кнопковий перемикач.

Радикально зменшує число органів керування автоматизація вибору меж вимірювання, інтервалу дискретизації напруги досліджуваного сигналу й інших режимів роботи приладу. У деяких приладах передбачена сигналізація про некоректні кроки експериментатора з виведенням на дисплей відповідних інструкцій.

Можливість одержання математичних функцій вимірюваних значень. У залежності від розв'язуваної задачі експериментатора можуть цікавити не значення фізичної величини, а її різні математичні функції. Багато приладів, що містять мікропроцесорні системи, дозволяють автоматично виконувати запрограмовані функціональні перетворення. Прикладами таких перетворень можуть бути нижченаведені.

1. Множення знайденого значення A на константу c. При цьому показ приладу $A_п = cA$. Константа вводиться за командою при натисканні клавіші.

2. Одержання відхилень результату вимірювання A від номінального значення $A_н$: абсолютного $(A - A_н)$ і відносного, вираженого у відсотках стосовно номінального значення, тобто $100(A - A_н)/A_н$.

3. Обчислення відношень: ділення на константу (наприклад, при визначенні значення постійного струму через резистор за виміряним вольтметром значенням спаду напруги на цьому резисторі), знаходження частки від ділення одного результату вимірювання на інший (наприклад, при визначенні коефіцієнта підсилення за результатами вимірювань напруг на виході і вході підсилювача).

4. Подання результату вимірювання в логарифмічних одиницях. Наприклад, загасання чотириполюсника, виражене в децибелах: $a = 20\lg(U_{вх}/U_{вих})$.

5. Лінеаризація залежностей. Така необхідність особливо часто зустрічається при електричних вимірюваннях неелектричних величин (наприклад, температури), коли напруга електричного сигналу на виході сенсора являє собою нелінійну функцію вимірюваної фізичної величини на його вході. У таких ситуаціях значення вихідної напруги сенсора перетворяться за допомогою АЦП в код, що обробляється мікропроцесорною системою за заданою програмою, в результаті одержується лінійний зв'язок між показами приладу і значеннями фізичної величини на вході датчика.

У деяких приладах передбачена можливість обчислення за бажанням користувача довільних (зрозуміло, у певних межах) математичних співвідношень.

Одержання статистичних характеристик. Ряд вольтметрів, у складі яких є мікропроцесорна система, дозволяє формувати оцінки таких ймовірнісних характеристик аналізованої випадкової змінної, як середнє значення, середня потужність, середнє квадратичне значення, дисперсія, середнє квадратичне відхилення а також коефіцієнт кореляції двох випадкових змінних. Мікропроцесорні прилади, спеціально призначені для вимірювання статистичних характеристик сигналів, мають більш широкі можливості.

Мініатюризація й економічність апаратури. Різке зменшення числа компонентів у схемі приладу внаслідок виконання багатьох функцій мікропроцесорною системою, їх відносно невисока вартість, значне зниження споживаної потужності дозволяють будувати малогабаритні та економічні прилади.

Підвищення надійності приладів. Воно зумовлено зменшенням числа елементів схем, здійсненням автодіагностики, застосуванням вузлів з некаліброваними характеристиками (наприклад, підсилювача в каналі вертикального відхилення осцилографа), можливістю виконання корекції похибок, що поліпшує метрологічну надійність.

Скорочення тривалості розробки. Часто для одержання нових властивостей приладу, виконуваного на основі мікропроцесорної системи, не потрібно значних змін у схемі і тим більше в конструкції приладу. Основний зміст розробки полягає в створенні необхідного програмного забезпечення. З огляду на те, що для широкозастосовуваних МП уже накопичена бібліотека досить розроблених типових прикладних програм та вимірювальних процедур, у багатьох випадках розробка програмного забезпечення приладу значною мірою зводиться до раціонального вибору наявних програм.

Організація вимірювальних систем. Прилад, що містить МП, звичайно оснащений інтерфейсами, які дозволяють підключати його до стандартної інтерфейсної шини. Це дає можливість поєднувати велику кількість приладів у єдину вимірювальну систему.

7.2 Архітектура мікропроцесорної системи

Мікропроцесорна система (МПС) – це зібрана в єдине ціле сукупність взаємодійних інтегральних схем цифрової логіки та аналогових схем, організована в обчислювальну або в керувальну систему з мікропроцесором (мікроконтролером) як вузлом обробки інформації.

Узагальнена структура мікропроцесорної системи наведена на рис. 7.1. Коротко охарактеризуємо основні елементи, що входять до її складу.

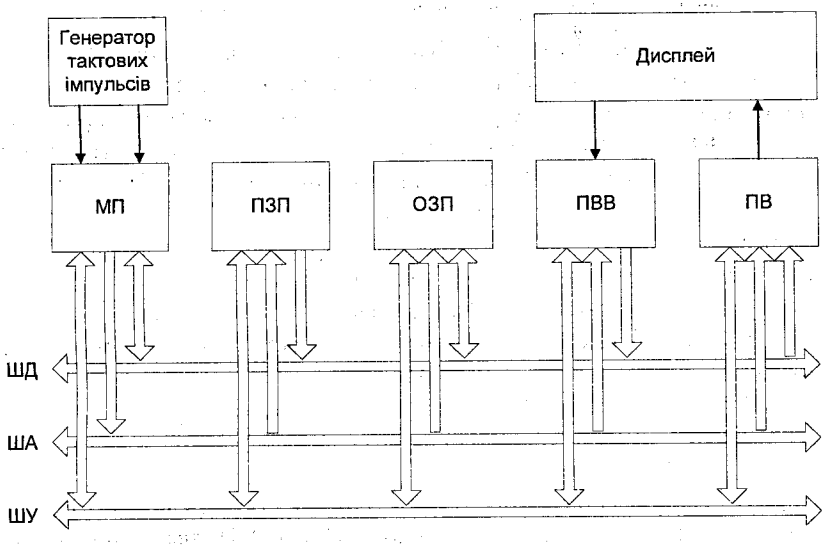


Рисунок 7.1

Генератор тактових імпульсів – джерело послідовності прямокутних імпульсів, за допомогою яких здійснюється керування роботою МП у часі. Для сучасних МП не потрібний зовнішній генератор тактових імпульсів – він міститься безпосередньо в його схемі.

Основна пам'ять системи (зовнішня щодо МП) складається з *постійного (ПЗП)* і *оперативного (ОЗП)* запам'ятовувальних пристроїв.

ПЗП – це пристрій, в якому зберігається програма та сукупність констант. Вміст ПЗП не стирається при відключенні живлення. ПЗП використовується як пам'ять програми.

ОЗП – це пам'ять програм, даних, що підлягають обробці, і результатів обчислень.

Пристрій введення-виведення (ПВВ) здійснює введення в систему даних, що підлягають обробці. Пристрій виведення (ПВ) перетворює вихідні дані (результат обробки інформації) у форму, зручну для сприйняття користувачем або зберігання. ПВВ є гнучкі магнітні диски, клавіатура, дисплей, аналого-цифрові і цифроаналогові перетворювачі, графобудівники, принтери тощо.

Далі розглянемо системи шин.

Шиною називається група ліній передачі, що використовуються для виконання певної функції (по одній лінії на кожен передавальний біт).

Особливістю структури МПС є магістральна організація зв'язків між модулями, що входять до неї. Вона здійснюється за допомогою трьох шин. Ці шини з'єднують МП із запам'ятовувальним пристроєм (ПЗП, ОЗП) і інтерфейсами введення-виведення, внаслідок чого створюється можливість обміну даними між розглянутими модулями системи.

Шина даних (ШД) – це двонаправлена шина: по ній дані можуть направлятися в МП або з нього. При цьому необхідно підкреслити, що одночасна передача даних в обох напрямках неможлива. Ці процедури рознесені в часі за допомогою часового мультиплексування.

Шиною адреси (ША) інформація передається тільки в одному напрямі – від МП до модуля пам'яті або ПВВ.

Шина управління (ШУ) використовується для передачі сигналів, що обслуговують взаємодію, синхронізацію роботи всіх модулів системи і внутрішніх вузлів МП.

Перевагою шинної структури є можливість під'єднання до МПС нових модулів, наприклад кількох блоків ОЗП і ПЗП, для одержання потрібного обсягу пам'яті.

7.3 Покращення метрологічних характеристик

Розглянемо основні можливості і способи зменшення похибок у приладах, що містять мікропроцесорні системи.

Вилучення систематичної похибки. Найбільш часто систематичні похибки обумовлені зсувом нуля, невідповідністю реального значення коефіцієнта передачі номінальному значенню, нерівномірністю амплітудно-частотної характеристики тракту передачі сигналу, впливом характеристики аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Наявність у приладі мікропроцесорної системи дозволяє скоригувати, вилучити систематичні похибки. Для вилучення впливу зсуву нуля, наприклад, у цифровому вольтметрі, його вхідні контакти замикаються накоротко і приєднуються до точки з нульовим потенціалом (заземлюються). При цьому число, одержуване на виході АЦП, характеризує зсув нуля. Воно запам'ятовується і віднімається з показів приладу.

Принцип корекції систематичної похибки, пов'язаної з тим, що значення коефіцієнта передачі вимірювального каналу відрізняється від номінального показано на рис. 7.2.

У пам'яті мікропроцесорної системи зберігається число B, що не руйнується при відключенні живлення системи і відповідає строго ви-

значеному значенню A_0 вхідної напруги, тобто число, що повинно бути отримане на виході АЦП, якщо на вхід вольтметра надходить напруга зі значенням A_0. При цьому коефіцієнт передачі тракту сигналу, а також коефіцієнт перетворення АЦП відповідають своїм номінальним значенням. Усередині приладу є цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), що містить зразкове джерело живлення. При підведенні числа B до входів ЦАП на його виході формується напруга, значення якої дорівнює A_0. Ця напруга подається на вхід приладу. У результаті аналого-цифрового перетворення виходить число B', що відрізняється від числа B через наявність систематичної похибки. Її характеризує відношення чисел $\alpha = B/B'$. Значення коефіцієнта α обчислює мікропроцесор, і воно фіксується в пам'яті. Таким чином, у пам'яті міститься коригувальний коефіцієнт.

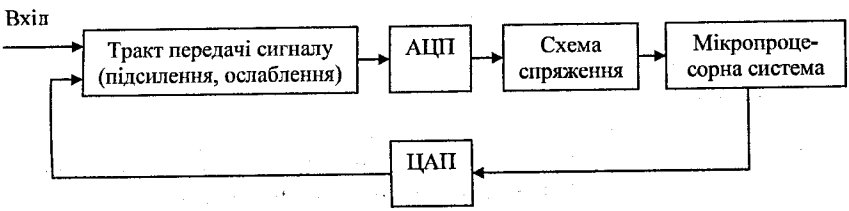


Рисунок 7.2

Зменшення впливу випадкової похибки. Ця складова похибки вимірювання, як відомо, не може бути вилучена. Її вплив можна зменшити раціональною обробкою результатів спостережень.

Для оцінювання випадкових похибок користуються ймовірнісними характеристиками.

Оцінку середнього значення результатів спостережень обчислюють за формулою

$$X_{сер} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} X_i, \qquad (7.1)$$

де X_i – результат і-го спостереження, не спотворений систематичною похибкою; N – число спостережень.

Оцінкою середнього квадратичного відхилення випадкової похибки результату спостережень слугує вираз

$$\hat{\sigma}_\upsilon = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N} \upsilon_i^2}, \qquad (7.2)$$

де $\upsilon_i = X_i - X_{сер}$ – відхилення і-го результату спостереження від його середнього значення.

У теорії похибок доводиться, що середнє квадратичне відхилення результату виміру, що визначається як $A_{сер}$, обчислене для N груп серії незалежних спостережень (в кожній групі по N спостережень), при великому числі N набагато менше за середнє квадратичне відхилення $\hat{\sigma}_{\upsilon}$. Розраховують $\hat{\sigma}_{A\,сер}$ за формулою

$$\hat{\sigma}_{A\,сер} = \frac{\hat{\sigma}_{\upsilon}}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{\left(\sum_{i=1}^{N} \upsilon_i^2\right)}{N(N-1)}}. \qquad (7.3)$$

Формула (7.3) визначає абсолютну похибку. Для знаходження відносної середньої квадратичної випадкової похибки δ_{υ} значення $\hat{\sigma}_{\upsilon}$, обчислене за (7.2), відносять до $A_{сер}$.

З написаних виразів видно, що проведення багаторазових вимірювань з наступним усередненням – ефективний спосіб зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

Компенсація внутрішніх шумів. Ця операція дозволяє підвищити чутливість вимірювального приладу, розширити діапазон вимірюваних значень напруги в сторону малих значень. Принцип компенсації, використаний у вимірювачі рівня високочастотних сигналів, такий.

До складу приладу входить вимірювальний перетворювач, що здійснює перетворення високочастотної напруги змінного струму в напругу постійного струму, значення якої відповідає середньому квадратичному значенню напруги змінного струму. Ще до подачі досліджуваного сигналу s(t) протягом інтервалу часу, затрачуваного на автоматичне регулювання нуля, вимірюється середній квадрат шумового сигналу n{t} на вході перетворювача. Результат вимірювання $\overline{n^2(t)}$ запам'ятовується. Після підведення до входу приладу корисного сигналу на вході перетворювача отримується сума сигналу і шуму. В перетворювачі сумарний сигнал s(t)+n(t) підноситься до квадрата, в результаті чого мають сигнал $s^2(t) + 2s(t)n(t) + n^2(t)$. Усереднення цього сигналу дає $\overline{s^2(t)} + \overline{2s(t)n(t)} + \overline{n^2(t)} = \overline{s^2(t)} + \overline{n^2(t)}$. Оскільки сигнали s(t) і n(t) незалежні, середнє значення їхнього добутку дорівнює нулю.

З результату усереднення віднімається виміряний раніше середній квадрат $\overline{n^2(t)}$ шумового сигналу, і отримана різниця дорівнює $\overline{s^2(t)}$. Добування квадратного кореня дає середнє квадратичне значення "чистого" корисного сигналу s(t), оскільки шумова складова скомпенсована.

7.4 Процесорні похибки вимірювань

Розгляд процедури процесорних вимірювань як послідовності виконання аналогових, аналого-цифрових і цифрових вимірювальних перетворень дозволяє подати похибку у вигляді суми відповідних компонент. Відмінність результатів цифрових вимірювальних перетворень від дійсних визначають процесорні похибки вимірювань. Для вивчення цього виду похибок виділяють три причини їх появи:

- алгоритмічна похибка, зумовлена відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від адекватного (гіпотетичного);
- похибка округлення, викликана наявністю округлень проміжних цифрових перетворень у результатах вимірювань;
- динамічна процесорна похибка, джерелом появи якої є обмеженість швидкодії мікропроцесора (процесора).

Розвиваючи ідеї класифікації, основані на виділенні факторів, що зумовлюють появу похибок, введемо поняття **гіпотетичного алгоритму вимірювань**, що дозволяє одержати істинне значення вимірюваної величини. В тому разі, коли його можна сформувати, він відповідає істинному знаенню вимірюваної величини. Наприклад, застосовуючи закон Ома, можна відповідні визначення сили струму I, напруги U і опору R $(I = U/R, U = IR, R = U/I)$ інтерпретувати як гіпотетичні алгоритми вимірювань, виконання яких дозволяє визначити істинне значення I, U або R. Тоді виникнення алгоритмічної похибки буде зумовлено відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від гіпотетичного.

Застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах пов'язано з необхідністю оцінювати інструментальні похибки, які можуть виникнути при виконанні обчислювальних процедур.

Похибки, що виникають через обмеженість розрядної мережі процесора називаються похибками округлення.

При виборі алгоритмів обчислень, як правило, застосовується умова, щоб абсолютна похибка обчислень не перевищувала $\Delta_0 = 2^{-n}$, де n – розрядність МП.

Операції округлення в МП здійснюються, як правило, простим відсіканням невраховуваних розрядів або симетричним округленням з урахуванням значення старшого неврахованого розряду. Якщо l – число неврахованих при округленні розрядів при рівномірному законі розподілу ймовірностей округлення (що справедливо в більшості випадків при

$n \geq 8$), то дисперсії похибки простого відсікання і симетричного округлення (при порівняно невеликих l)

$$D_y \cong 2^{-2n}/12 = \Delta_0^2/12. \quad (7.4)$$

Математичне сподівання інструментальної похибки округлення

$$M_y = \left[2^{-(n+l+1)}\right]. \quad (7.5)$$

Похибки відсікання мають негативний знак для будь-яких арифметичних операцій над числами, поданими у прямому і додатковому кодах. Тому при значній кількості послідовних арифметичних операцій похибки можуть накопичуватись і перевищити припустимий рівень. Особливо важливо проводити оцінювання цієї похибки при розрядній мережі мікропроцесорної системи, близької до розрядності аналого-цифрового перетворення.

У засобах вимірювання, що працюють під управлінням МП, суттєву роль відіграють часові затримки запуску аналого-цифрових перетворювачів порівняно з потрібним графіком вимірювань. Ці затримки значною мірою визначаються затратами процесорного часу на обробку переривань, управління, запам'ятовування, виконання інтерфейсних функцій. Тому при метрологічних випробуваннях мікропроцесорних засобів вимірювань, де похибка датування відліку залежить від стану вимірювальних модулів і програмних драйверів, необхідно передбачати експериментальне оцінювання цієї похибки.

Вплив похибки датування відліку на загальну похибку мікропроцесорного засобу вимірювання Δ залежить від швидкості зміни вхідного сигналу dx/dt:

$$\Delta = \Delta_{\text{мпзв}} + dx/dt\,\delta_t, \quad (7.6)$$

де $\Delta_{\text{мпзв}}$ – абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання; δ_t – похибка датування відліків.

Похибка δ_t може визначатись як різниця астрономічного і реального часу виконання вимірювань або як міра відхилення інтервалу між послідовними опитуваннями АЦП і заданого інтервалу, який має підтримуватись постійним.

При організації опитування аналого-цифрових перетворювачів їх швидкодію вибирають такою, щоб у межах припустимих похибок можна було між двома послідовними вимірюваннями використати лінійну інтерполяцію $(dx/dt = \text{const})$. Однак при дослідженні швидких процесів, як правило, не можна задовольнити цю умову, що призводить до появи динамічної похибки.

7.5 Характеристика мікроконтролерів фірми ATMEL

Фірма Atmel випускає великий спектр 8-розрядних мікроконтролерів (аналогів 8051) – це сімейство AT89 з вбудованою програмувальною флеш-пам'яттю і AT87 (з пам'яттю типу OTP (одноразовий запис)), а також мікроконтролери власної розробки на базі поліпшеної RISC архітектури – AVR-мікроконтролери сімейства AT90 з убудованою флеш-пам'яттю.

В останні роки фірма Atmel освоїла випуск нових мікроконтролерів – AVR ATtiny 11/12/15/22/28 і ATmega 83/161/163/103.

AT89. Сімейство AT89 представлене великою кількістю мікроконтролерів, що відрізняються функціональними можливостями і кількістю інтегрованих на кристалі периферійних пристроїв; максимальною тактовою частотою (від 12 до 33 МГц); кількістю виводів і типом корпуса; діапазоном робочих температур; обсягом вбудованої флеш-пам'яті (від 1 до 32 Кбайт) і RAM-пам'яті (від 64 до 512 Кбайт). Деякі з них мають вбудовану пам'ять типу EEPROM (AT89S8252 – 2 Кбайти). Усі мікроконтролери сімейства AT89 мають режими роботи зі зниженим енергоспоживанням і можуть працювати при зменшенні тактової частоти аж до 0 Гц. Як і в більшості аналогів 8051, в AT89 передбачені два режими роботи зі зниженим енергоспоживанням: режим idle, у якому здійснюється відключення центрального процесорного пристрою (CPU), а струм споживання складає порядку 15 % струму споживання в активному режимі; режим power down, у якому струм споживання знижується до рівня 0.6-15 мкА. Тривалість виконання більшості інструкцій складає $12/f_{такт}$. Більшість мікроконтролерів сімейства AT89 сумісна за розташуванням виводів з аналогічними мікроконтролерами фірми Intel (i80C31, i87C51, i87C54, i80C52, i87C52 та іншими), фірми Philips (PC80C31, PCx80C51, P80C54, P87C54, P80C52, P87C52 і іншими), фірми AMD (87C51, 87C52T2, 8753 та іншими), фірми Matra (80C51, 80C52 та іншими).

Мікроконтролери AT89C1051 (1 Кбайт флеш-пам'яті) і AT89C2051 (2 Кбайти флеш-пам'яті) випускаються в корпусах із двадцятьма виводами і мають обмежений набір вбудованих пристроїв. В AT89C1051 і AT89C2051 не передбачена можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Внаслідок обмежених можливостей AT89C1051 і AT89C2051 застосовуються в порівняно простих системах керування/контролю. В одному із найпотужніших мікроконтролерів (AT89C55) міститься: флеш-пам'ять (20 Кбайт); RAM-пам'ять (256 Кбайт); три таймери/лічильники (чотири є тільки в AT89S8252); UART-контролер; 32 зовнішніх входи/виходи; контролер переривань

(вісім джерел). Крім того, є можливість реалізації зовнішньої шини програм/даних. Максимальна тактова частота AT89C55 складає 33 МГц.

AT90. Крім численних аналогів 8051 фірма Atmel випускає велику кількість AVR-мікроконтролерів (сімейство AT90) власної розробки на базі вдосконаленої RISC-архітектури. У AVR-мікроконтролерах реалізовано від 89 до 120 універсальних RISC-подібних інструкцій, що мають фіксовану довжину 16 розрядів. Гнучкі режими адресації, реалізовані в інструкціях, і реєстровий файл обсягом тридцять два 8-розрядних слова (кожен регістр файлу зв'язаний безпосередньо з ALU) забезпечують виконання більшості інструкцій протягом одного такту. Продуктивність AVR-мікроконтролерів складає 1 MIPS/Мгц. Фірма Atmel стверджує, що AVR-мікроконтролери мають у десять разів вищу продуктивність, ніж побудовані на базі класичної CISC-архітектури мікроконтролери, що працюють з тією ж тактовою частотою. ALU виконує арифметичні і логічні операції з даними, що зберігаються в регістрах файлу. Передбачено можливість одночасної адресації до будь-яких двох регістрів чи вбудованої RAM-пам'яті даних. Архітектура AVR-мікроконтролерів (рис. 7.3) нагадує гарвардську архітектуру з окремими шинами для вибирання інструкцій і даних.

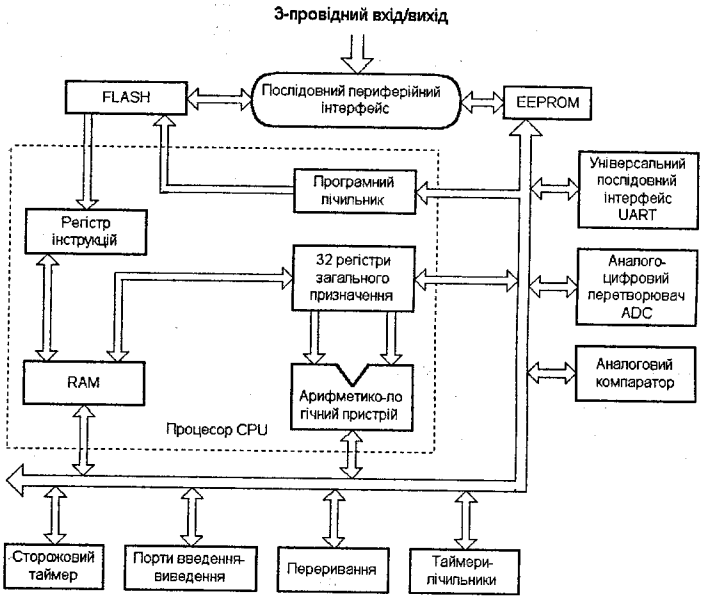


Рисунок 7.3

У той час, як виконується поточна інструкція, конвеєр забезпечує вибирання наступної з пам'яті програм. Усі AVR-мікроконтролери сімейства AT90 сумісні між собою на рівні кодів інструкцій. Регістри керування/контролю вбудованими пристроями розташовані в області адрес пам'яті даних. Усі AVR-мікроконтролери мають програмувальні 8- і 16-розрядні таймери/лічильники і сторожовий таймер, тактований сигналом вбудованого тактового генератора. Схеми фіксації/порівняння, реалізовані в деяких AVR-мікроконтролерах, дають можливість формувати сигнал широтно-імпульсної модуляції. В усіх AVR-мікроконтролерах реалізовано два режими роботи зі зниженим енергоспоживанням: у режимі idle зупиняється робота процесорного ядра, у той час як таймери/лічильники, "сторожовий" таймер і контролер переривань продовжують роботу; у режимі power down припиняється робота тактового генератора, а, отже, і всіх периферійних пристроїв. Вихід з режиму power down здійснюється за зовнішніми сигналами чи сигналами переривань. Усі AVR-мікроконтролери працюють при напрузі живлення від 2.7 до 6 В і тактовій частоті від 0 до 12 МГц.

У процесорному ядрі деяких AVR-мікроконтролерів реалізований апаратний помножувач. У багатьох AVR-мікроконтролерах реалізований 10-розрядний АЦП (від 6 до 8 каналів).

ATtiny, ATmega. Заслуговують на увагу нові мікроконтролери сімейств ATtiny і ATmega на базі AVR-архітектури.

Крім того, що мікроконтролери сімейства ATtiny мають зменшений обсяг вбудованої флеш-пам'яті (від 1 до 2 кбайтів), у кожній модифікації випускаються три версії, що відрізняються напругою живлення і тактовою частотою. Наприклад, версії ATtiny12 мають діапазон тактової частоти від 0 до 1 МГц, від 0 до 4 МГц і від 0 до 8 МГц відповідно при напрузі живлення 1,8...5.5 В, 2,7...5,5 В і 4,0...5,5 В. Тільки ATtiny22 має RAM-пам'ять даних обсягом 128 кбайтів. У ATtiny15 реалізований 10-розрядний АЦП (4 канали). Деякі модифікації ATtiny мають вбудовану систему перезапуску (brown out detector/reset) при зниженні напруги живлення.

Основна відмінність мікроконтролерів ATmega (ATmega83/103/161/163) – збільшений обсяг вбудованої пам'яті (ATmega 103 має 128 кбайтів флеш-пам'яті і 4 кбайти RAM-пам'яті) і розширений набір периферійних пристроїв. Як і в ATtiny, у модифікаціях ATmega передбачені версії з різною тактовою частотою і напругою живлення. При діапазоні напруги живлення 2,7...3,6 В і 4,0...5,5 В діапазон тактових частот складає, відповідно, від 0 до 4 МГц і від 0 до 6 МГц.

Контрольні питання

1. **Дайте коротку історичну довідку розвитку засобів обчислювальної техніки.**
2. **Наведіть класифікацію процесорних пристроїв, реалізованих в одному кристалі.**
3. **Розкрийте основні функції, що їх виконують мікропроцесори у вимірювальних системах.**
4. **Дайте означення мікропроцесорної системи та наведіть її узагальнену структурну схему.**
5. **Наведіть основні шляхи зменшення систематичної похибки.**
6. **Які ви знаєте шляхи зменшення впливу випадкової похибки?**
7. **Які похибки відносять до процесорних?**
8. **Дайте коротку характеристику мікроконтролерів.**
9. **Поясніть призначення основних елементів, що наведені на узагальненій структурній схемі мікроконтролера (рис.7.3).**

7.6 Мікропроцесорний частотомір

При побудові приладів часто виникає необхідність у реалізації функції вимірювання частотно-часових параметрів сигналів (період, частота).

При безпосередньому (прямому) вимірюванні частоти періодичного сигналу найвагомішими є дві складові похибки – міри і порівняння. Похибка міри зумовлена нестабільністю частоти кварцового генератора. Ця складова похибки може бути відчутною при вимірюванні дуже високих частот. Похибка порівняння головним чином визначається похибкою квантування $\delta_к$. При вимірюванні низьких частот похибка квантування є визначальною складовою похибки вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється частота $f_x = 10$ Гц при $t_0 = 1$ с, то максимальна похибка квантування

$$\delta_{кч} = \frac{100\%}{f_x t_0} = \frac{100\%}{10 \cdot 1} = 10\%, \text{ що неприпустимо.}$$

Таким чином, через великі похибки квантування низькі частоти безпосередньо вимірюються цифровим частотоміром із невисокою точністю (рис. 7.4).

Перед тим як розглядати мікропроцесорний частотомір, який радикально розв'язує вказане завдання, зупинимось на чотирьох способах зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти:

1. Збільшення тривалості зразкового часового інтервалу t, тобто часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки

для одержання малої похибки квантування (наприклад, $\delta_к$ = 0,01%; f_x = 10 Гц) потрібний дуже великий час вимірювання:

$$t_0 = \frac{100\%}{\delta_{кч} f_x} = \frac{100\%}{0{,}01 \cdot 10} = 1000 \quad c.$$

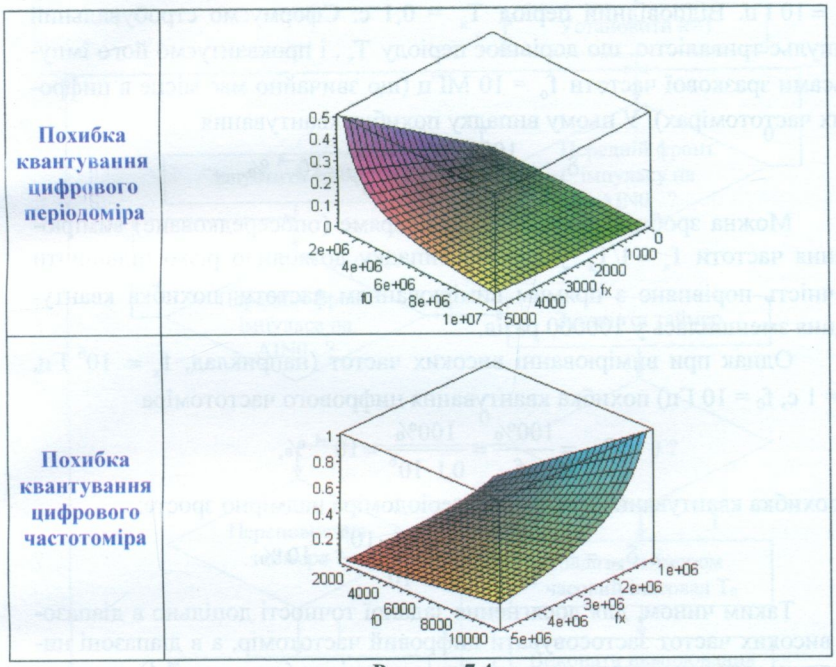


Рисунок 7.4

2. Збільшення частоти імпульсів, які квантують зразковий часовий інтервал t_0, що досягається множенням вимірюваної частоти f_x. Виконання даного способу поєднано із застосуванням додаткового блока помножувача частоти, що ускладнює і підвищує вартість апаратурної частини.

3. Врахування випадкової природи похибки квантування. Забезпечується проведення багаторазових вимірювань і усереднення їх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

4. Безпосереднє вимірювання періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням частоти $f_x = 1/T_x$. Цей шлях дозволяє різко зменшити похибку квантування при вимірюванні низьких частот.

Щоб побачити ефект, який досягається, скористаємось наведеним раніше прикладом. Перейдемо до вимірювання періоду. Частота $f_x = 10$ Гц. Відповідний період $T_x = 0{,}1$ с. Сформуємо стробувальний імпульс тривалістю, що дорівнює періоду T_x, і проквантуємо його імпульсами зразкової частоти $f_0 = 10$ МГц (що звичайно має місце в цифрових частотомірах). У цьому випадку похибка квантування

$$\delta_{кп} = \frac{100\%}{T_x f_0} = \frac{100\%}{0{,}1 \cdot 10^7} = 10^{-4}\ \%.$$

Можна зробити висновок, що непряме (опосередковане) вимірювання частоти $f_x = 1/T_x$ у даному випадку дозволило різко підвищити точність порівняно з прямим вимірюванням частоти: похибка квантування зменшилась у 100000 разів.

Однак при вимірюванні високих частот (наприклад, $f_x = 10^6$ Гц, $t_0 = 1$ с, $f_0 = 10$ Гц) похибка квантування цифрового частотоміра

$$\delta_{кч} = \frac{100\%}{t_0 f_x} = \frac{100\%}{0{,}1 \cdot 10^6} = 10^{-4}\ \%,$$

а похибка квантування цифрового періодоміра надмірно зросте:

$$\delta_{кч} = \frac{100\% \cdot f_x}{f_0} = \frac{100\% \cdot 10^6}{10^7} = 10\ \%.$$

Таким чином, для досягнення заданої точності доцільно в діапазоні високих частот застосовувати цифровий частотомір, а в діапазоні низьких частот переходити до вимірювання періоду (див. рис. 7.4).

Алгоритм роботи мікропроцесорного частотоміра, що дозволяє досліджувати періодичні процеси у широкому діапазоні, наведено на рис. 7.5.

Спочатку настроюють програму на режим періодоміра. Встановлюють коефіцієнт подільника частоти k = 1 і проводять вимірювання невідомої частоти f_x. Вимірювана частота подається на вхід аналогового компаратора. Аналоговий компаратор вибраний з тієї причини, що він має досить гнучку програмну обробку інформації: програміст може вибрати пряму програмну обробку або обробку за перериванням.

За переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора запускають таймер на рахування імпульсів f_0/k. За наступним переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора (пі-

сля закінчення періоду T_x) таймер мікроконтролера зупиняють і підраховують кількість імпульсів N_x.

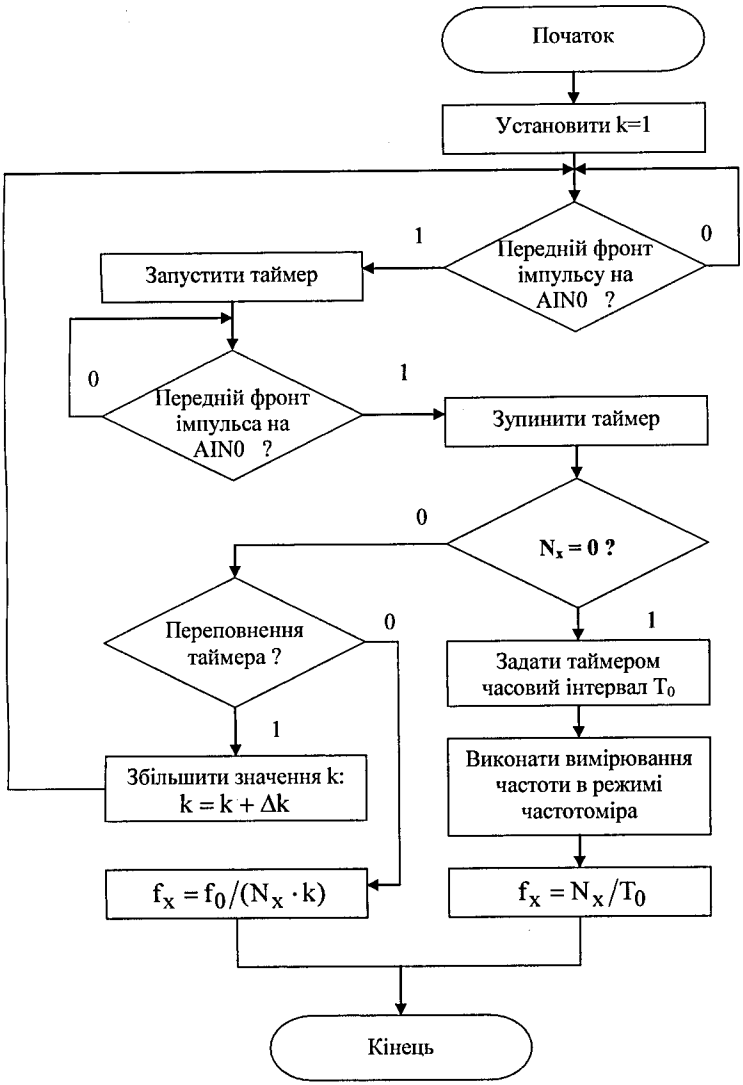


Рисунок 7.5

Якщо $N_x = 0$ (частота f_0 недостатня для спрацювання періодоміра), то задають за допомогою таймера часовий інтервал t_0 (наприклад, t_0=1 с) і переходять в режим вимірювання частоти. Частоту обчислюють за формулою $f_x = N_x / T_0$.

Якщо $N_x \neq 0$, то перевіряють переповнення таймера мікроконтролера.

При невиконанні цієї умови обчислюють частоту, інакше збільшують коефіцієнт подільника частоти $k = k + \Delta k$ і повертаються до вимірювання періоду. Вимірювану частоту визначають за такою формулою $f_x = f_0/(N_x \cdot k)$.

Структурна схема мікропроцесорного частотоміра, яка дозволяє реалізувати наведений алгоритм, подана на рис. 7.6.

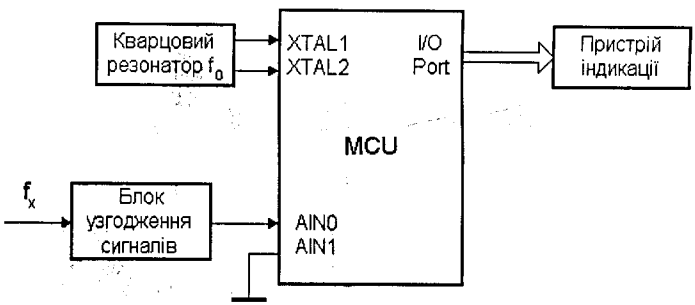


Рисунок 7.6

На наведеній структурній схемі можна реалізувати ще декілька алгоритмів широкодіапазонного частотоміра. Наприклад, такий. Аналіз рівнянь похибки квантування (4.8) і (4.12) показує, що похибка квантування цифрового частотоміра миттєвих значень з ростом вимірюваної частоти лінійно зростає, а похибка квантування цифрового частотоміра середній значень має обернену залежність (рис. 7.7).

Прирівнявши ці дві складові похибки

$$\frac{f_0 100\%}{k f_x} = \frac{f_x 100\%}{f_0}$$

і розв'язавши дану рівність відносно f_x, отримаємо

$$f_{xk} = \frac{f_0}{\sqrt{k}}.$$

Аналіз результатів, наведених на рис. 7.7, показує що в точці f_{xk} ці дві залежності пересікаються. Тому в діапазоні зміни вимірюваної час-

тоти $f_x \le f_{xk}$ доцільно використовувати схему частотоміра миттєвих значень, а в діапазоні $f_x \ge f_{xk}$ – схему частотоміра середніх значень.

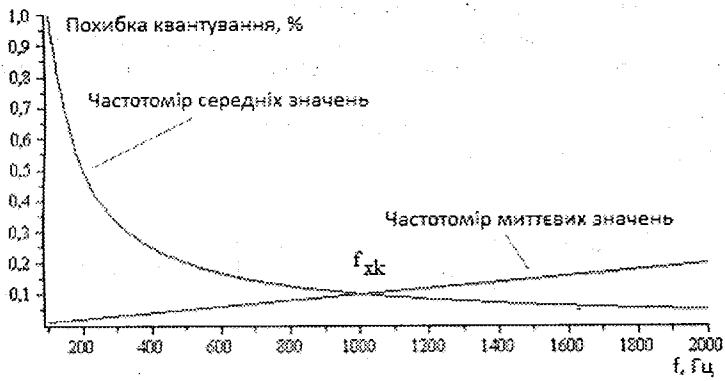


Рисунок 7.7

Отже, використання мікропроцесорів у частотно-вимірювальній техніці приводить до наступних наслідків:

1. Такий підхід дозволяє використати переваги кожного із частотомірів і суттєво розширити діапазон вимірювання: від інфранизьких частот (одиниці герц) до високих частот (одиниці мегагерц);
2. Перехід від одного алгоритму до другого не вимагає змін в апаратній частині частотоміра. Їхня реалізація здійснюється програмно.

Контрольні питання

1. **Проаналізуйте основні переваги та недоліки прямого методу вимірювання частоти. Яким параметром обмежена нижня межа вимірювання?**
2. **Яким параметром обмежена верхня межа вимірювання в опосередкованому методі вимірювання частоти?**
3. **Поясніть алгоритм роботи та структурну схему широкодіапазонного мікропроцесорного частотоміра.**
4. **До чого при визначенні f_{xk} необхідно прирівнювати похибку квантування?**
5. **Виведіть аналітичну залежність для визначення значення критичної частоти f_{xk}.**

7.7 Мікропроцесорний фазометр

Принцип дії мікропроцесорного фазометра ґрунтується на перетворенні різниці фаз двох електричних періодичних сигналів однакової частоти у

часовий інтервал t_x з його наступним квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 (цифровий фазометр середніх значень, розділ 4).

На рис. 7.8 наведено структурну схему мікропроцесорного фазометра, а на рис. 7.9 – алгоритм його роботи.

Основними елементами фазометра є блоки узгодження сигналів u_1 і u_2, мікроконтролер MCU, кварцовий резонатор частотою f_0 і пристрій індикації.

Перед початком вимірювань встановлюють час вимірювань t_B і коефіцієнт подільника частоти k=1.

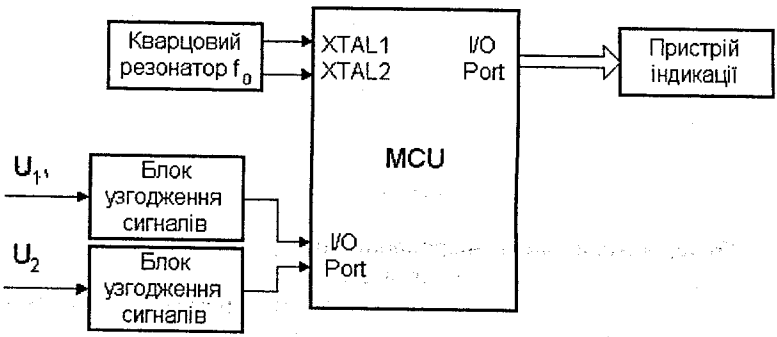


Рисунок 7.8

У момент переходу напруги U_1 через рівень нуля запускають таймер на підрахунок імпульсів f_0/k. Процедура лічби закінчується при появі переднього фронту імпульсу напруги U_2, який формується в переході напруги u_2 через рівень нуля. Після цього робота таймера зупиняється, і фіксується кількість імпульсів N_x, яка усереднюється в проміжку часу

$$t_B = n \cdot f_x.$$

При виникненні переповнення таймера збільшують коефіцієнт подільника частоти $k = k + \Delta k$ і програма повертається на початок вимірювань.

Різницю фаз обчислюють за формулою

$$\varphi_x = \frac{2\pi}{n} \cdot N_x = \frac{360^\circ}{n} \cdot N_x. \qquad (7.7)$$

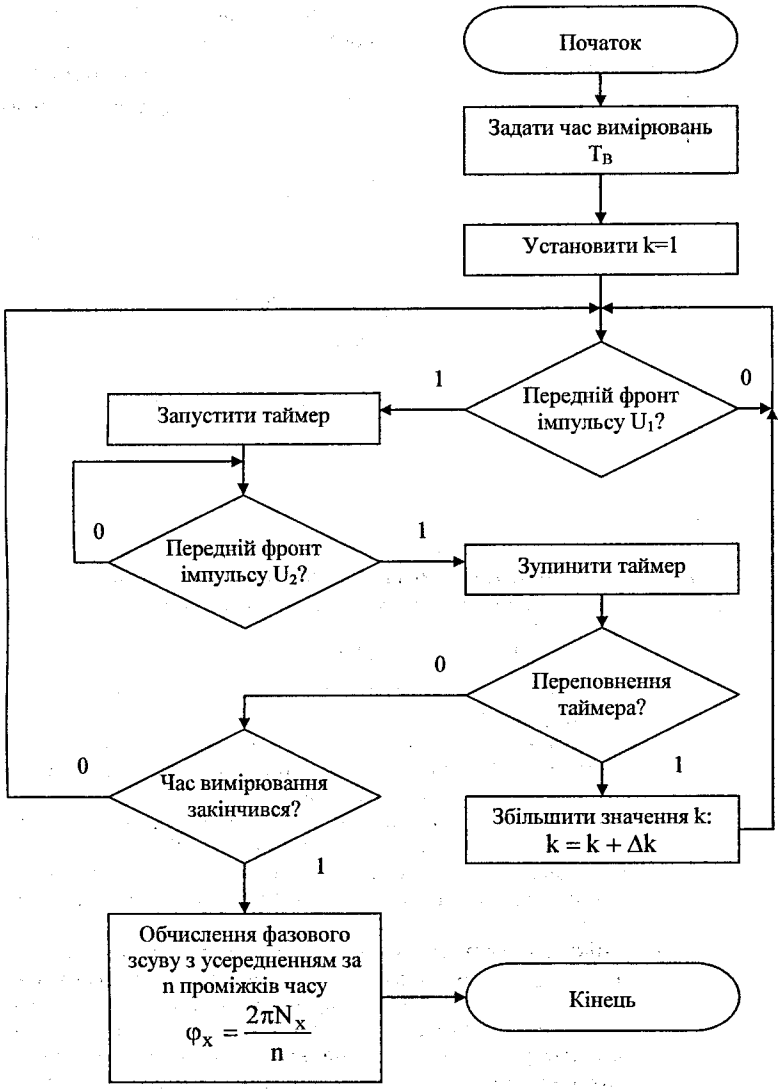

Початок
Задати час вимірювань T_B
Установити k=1
Передній фронт імпульсу U_1?
1
0
Запустити таймер
Передній фронт імпульсу U_2?
0
1
Зупинити таймер
Переповнення таймера?
0
1
Збільшити значення k:
$k = k + \Delta k$
Час вимірювання закінчився?
0
1
Обчислення фазового зсуву з усередненням за n проміжків часу
$\varphi_x = \frac{2\pi N_x}{n}$
Кінець

Рисунок 7.9

На даній схемі можлива реалізація і фазометра миттєвих значень. Для цього алгоритму роботи необхідно організувати із таймерів також два лічильника. Один із них буде виконувати функцію підрахунку імпульсів зразкової частоти f_0 за інтервал часу $t_x \rightarrow \varphi_X$ (алгоритм фазометра миттєвих значень)

$$N_\varphi = \frac{\varphi_X f_0}{2\pi f_X},$$

а другий таймер необхідно запрограмувати на вимірювання частоти (підрахунок кількості імпульсів зразкової частоти f_0 протягом періоду T_x (від переднього фронту напруги U_1 до переднього фронту напруги U_2)

$$N_f = \frac{f_0}{f_X}.$$

Підставимо в попереднє рівняння для $N\varphi$ значення частоти f_x з останнього рівняння і отримаємо

$$\varphi_X = \frac{N_\varphi}{N_f} \cdot 2\pi = \frac{N_\varphi}{N_f} \cdot 360.$$

Такий варіант апаратно-програмної реалізації фазометра дозволяє мати переваги фазометра миттєвих значень (висока швидкодія) і середніх значень (незалежність показів від частоти вхідних напруг f_x).

Контрольні питання та завдання

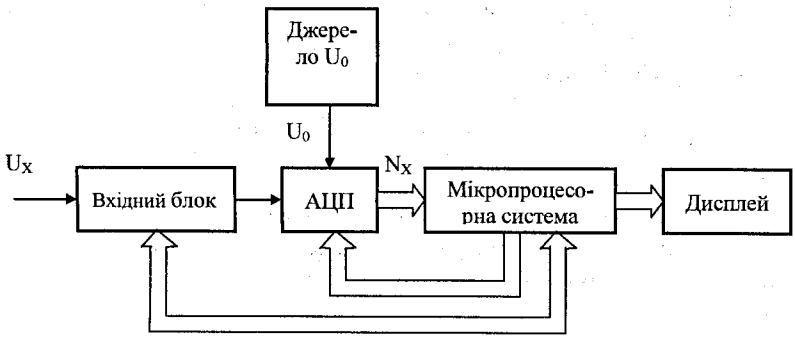
1. **Розкрийте суть алгоритму вимірювання різниці фаз з мікропроцесорним керуванням.**
2. **За рахунок чого у другому алгоритмі вдалося досягти одночасно високої швидкодії і точності, які притаманні, відповідно, фазометру миттєвих та фазометру середніх значень?**
3. **Мікропроцесорним фазометром проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою f_x = 100 Гц, отримано результат вимірювання 36°. Кількість імпульсів, які підрахував двійковий лічильник за час вимірювання, N_φ = 1000. Визначити значення зразкової частоти f_0.**
4. **Мікропроцесорним фазометром проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою f_x = 10 Гц, отримано результат вимірювання 14,4°. При цьому квантування часового інтервалу, пропорційного різниці фаз, f_0 = 1 МГц. Визначити, яку кількість імпульсів підрахував двійковий лічильник, і яку кількість двійкових розрядів n необхідно для того, щоб лічильник не переповнився?**

7.8 Мікропроцесорний вимірювач струму та напруги

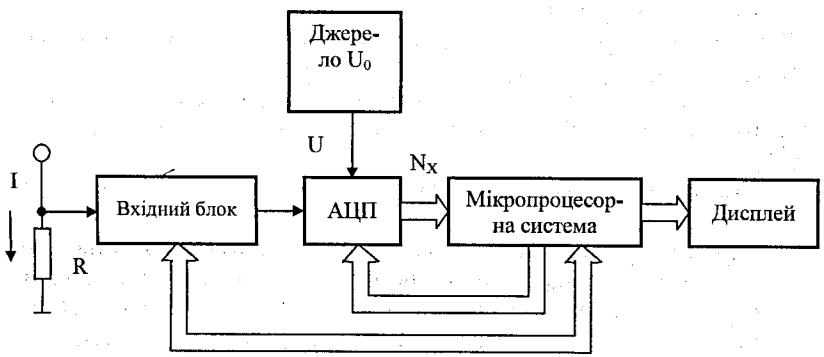
Мікропроцесорні вольтметри та амперметри досить поширені в техніці вимірювання на постійному і змінному струмах. У них найбільш

повно реалізовані переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підвищення точності, розширення вимірювальних можливостей, спрощення і полегшення керування, можливість одержання різних математичних функцій виміряних значень, статистична обробка результатів спостережень, самокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності та економічності, можливість побудови програмувальних багатофункціональних приладів.

В найзагальнішому вигляді структурні схеми мікропроцесорних вольтметра та амперметра наведено на рис. 7.10, а, б.



а) мікропроцесорний вольтметр



б) мікропроцесорний амперметр

Рисунок 7.10

Вхідний блок містить аналогові перетворювачі – це, насамперед, атенюатор і підсилювач, але в деяких приладах до складу цього блока може входити також вимірювальний перетворювач напруги змінного струму в напругу постійного струму.

Як видно із рис. 7.10, амперметр відрізняється від вольтметра лише наявністю перетворювача струму в напругу (вимірювального шунта R). Тому в подальшому будемо розглядати мікропроцесорний вольтметр.

Обов'язковим вузлом кожного мікропроцесорного вольтметра є аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Сучасна мікроелектронна техніка надає розробнику вимірювальних приладів АЦП в інтегральному виконанні, що випускаються у вигляді інтегральних схем. Але не слід думати, що наявність АЦП і мікропроцесора повністю гарантують успішне створення приладу. Побудова мікропроцесорного вольтметра вимагає правильного вибору АЦП, що служить основним вимірювальним перетворювачем, раціонального вибору МП, здійснення їхнього поєднання, визначення необхідних характеристик інших модулів МПС, розробки програмного забезпечення.

Джерело опорної напруги використовується для забезпечення високостабільної опорної напруги U_0, відносно якої проводяться вимірювання в АЦП. Рівняння перетворення АЦП має вигляд:

$$N_X = \frac{U_X}{U_0} \cdot 2^n, \qquad (7.8)$$

де n – розрядність АЦП.

Деякі мікроконтролери Atmel (Atmega603/103, AT90S4433, AT90S8535, ATtiny15) мають у своєму складі вбудований 10-розрядний АЦП із вхідним багатоканальним мультиплексором, що значно спрощує реалізацію вольтметрів. Для живлення АЦП в них використовуються два окремих виводи AVCC, AGND. Опорна напруга U_0 подається на вивід AREF.

Структурна схема вольтметра на основі мікроконтролерів ATMEL наведена на рис. 7.11.

АЦП може працювати в двох режимах: режимі однократного перетворення і режимі циклічного перетворення. В режимі однократного перетворення кожне перетворення ініціалізується програмою. В режимі циклічного перетворення АЦП здійснює вибірку і поновлення вмісту регістра даних АЦП неперервно. Вибір режиму здійснюється встановленням певних бітів в регістрі керування АЦП.

На рис. 7.12 наведено алгоритм виконання вимірювальної процедури у мікропроцесорному вольтметрі.

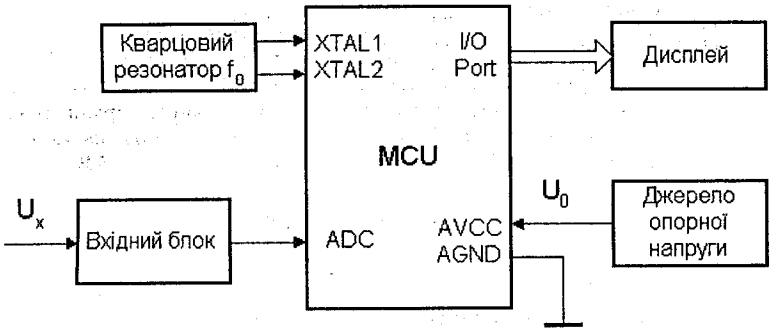


Рисунок 7.11

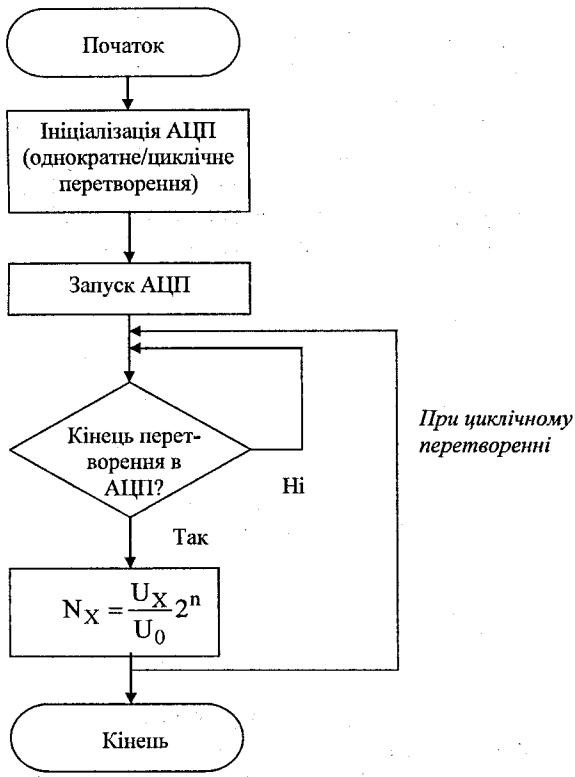


Рисунок 7.12

Контрольні питання та завдання

1. **Наведіть суть алгоритму роботи мікропроцесорного вольтметра.**
2. **АЦП послідовного наближення проведено вимірювання $U_x = 0{,}5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначити кількість n десяткових розрядів двійково-десяткового лічильника АЦП, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0,1 %, а опорна напруга ЦАП дорівнює 5 В.**

7.9 Вимірювальний канал потужності

Для визначення потужності у колах постійного і змінного струмів необхідно проводити вимірювання струму та напруги. Найбільш просто схемотехнічно це реалізується підключенням сенсорів струму і напруги через АЦП до мікроконтролера, який проводить вибирання миттєвих значень струму і напруги в дискретні моменти часу. Точність вимірювань росте зі збільшенням частоти дискретизації, що, в свою чергу веде до ускладнення програмного забезпечення, оскільки обробка сигналів (фільтрація, усереднення) проводиться в реальному часі. Крім того, недоліком таких систем є їх відносно велика вартість.

Спростити алгоритми обробки інформації і понизити вартість ватметрів дозволяє схема, наведена на рис. 7.13. Тут функцію вимірювання здійснює спеціалізована мікросхема вимірювача потужності. Мікроконтролер виконує лише функцію частотоміра.

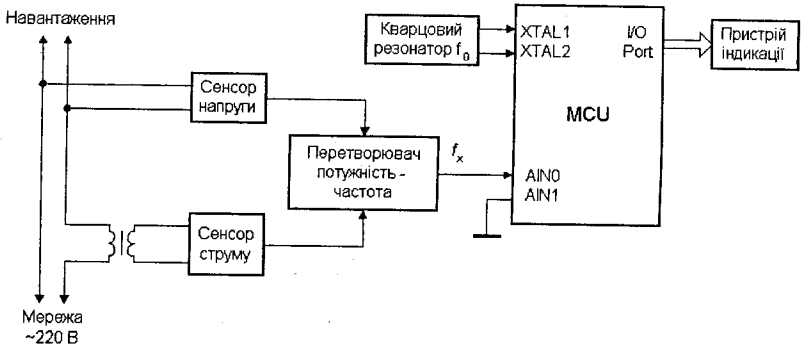


Рисунок 7.13

Прикладом перетворювача потужності є AD7750 – мікросхема перетворювача добутку напруг в частоту слідування імпульсів із похибкою менше 0,3 %, розроблена фірмою Analog Devices.

На рис. 7.14 наведено структурну схему мікросхеми AD7750.

Входи каналів струму та напруги виконані диференціальними. Кожний вхід розрахований на напругу не більше 1 В. Канал струму має підсилювач із змінним коефіцієнтом підсилення (1 чи 16), канал напруги містить підсилювач з коефіцієнтом підсилення 2. Після підсилення обидва сигнали перетворюються АЦП в цифровий код і перемножуються.

Високочастотні складові відфільтровуються цифровим фільтром нижніх частот LPF, потім код потужності подається в перетворювач коду в частоту (Digital to Frequency Converter, DTF), де формуються частотно-імпульсні сигнали F1 низької частоти і F2 для керування кроковим двигуном або лічильником імпульсів та високочастотний сигнал F_{OUT} для вимірювання струму чи напруги.

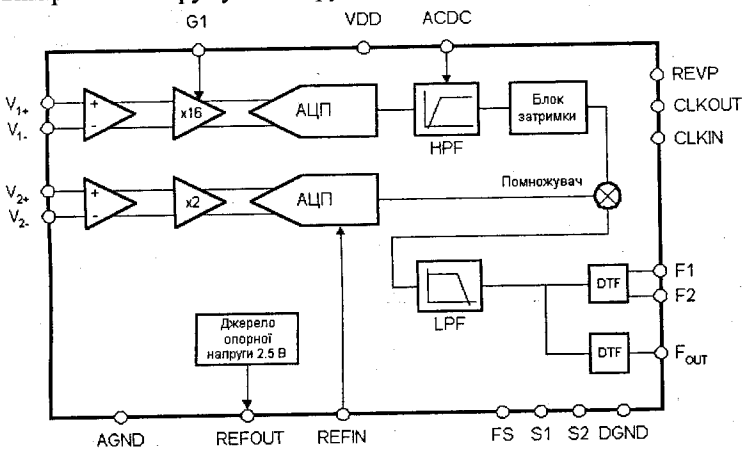


Рисунок 7.14

Для зменшення похибки вимірювання потужності через наявність постійної складової струму в проводі нейтралі можна ввімкнути режим фільтрації струму фільтром верхніх частот HPF. Одночасно з фільтром включається лінія затримки, яка коригує фазову характеристику фільтра для мінімізації похибки при частоті мережі 50 Гц.

Коефіцієнт k пропорційний добутку середніх квадратичних значень напруг в каналах 1 і 2

$$k = \frac{1{,}32 \cdot V1 \cdot V2 \cdot G}{Vref^2},$$

де G – коефіцієнт підсилення в каналі 1; Vref – величина опорної напруги.

Режим роботи мікросхеми задають сигналами на входах FS, S1 і S2. Опис режимів наведено в табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Режими роботи мікросхеми AD7750

Режим	FS	S1	S2	F1, F2, Гц	F_{OUT}, Гц	Fmax	Опис режиму
0	0	0	0	$Fml \pm k \cdot Fml$	16×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах.
1	0	0	1	$k \cdot Fml$	8×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
2	0	1	0	$k \cdot Fml$	16×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{19}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
3	0	1	1	$Fml \pm k \cdot Fml$	32×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{19}}$	На виході Fout частота пропорційна напрузі на першому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах.
4	1	0	0	$Fml \pm k \cdot Fml$	16×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в чотирьох квадрантах.
5	1	0	1	$k \cdot Fml$	16×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
6	1	1	0	$k \cdot Fml$	32×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{18}}$	Вимірювання потужності в двох квадрантах.
7	1	1	1	$Fml \pm k \cdot Fml$	16×F1	$Fml = \frac{f_0}{2^{18}}$	На виході F_{OUT} частота пропорційна напрузі на другому вході, на виходах F1, F2 частота пропорційна потужності в чотирьох квадрантах.

Залежність вихідних сигналів від різниці фаз струму і напруги в двоквадрантному і чотириквадрантному режимах показана на рис. 7.15.

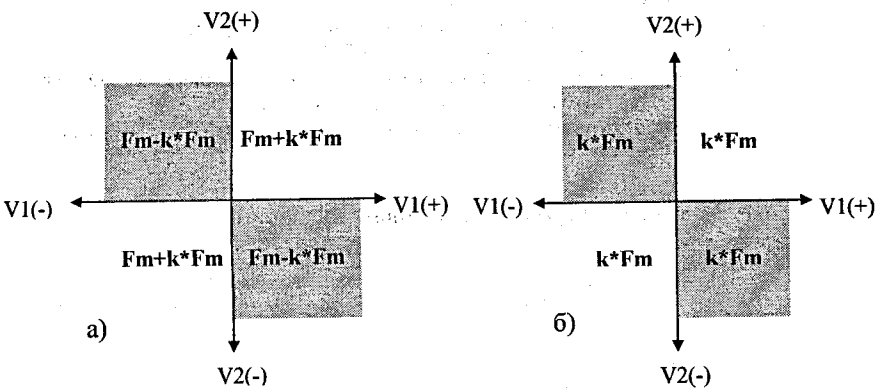


Рисунок 7.15

Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача потужності наведено на рис. 7.16.

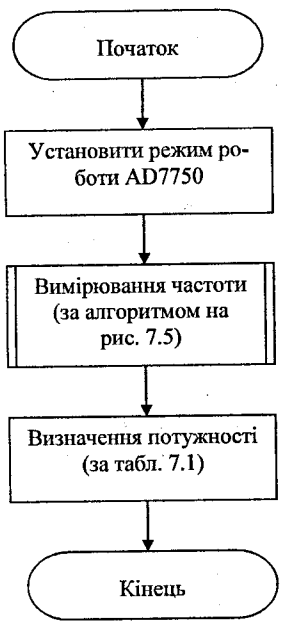


Рисунок 7.16

Контрольні питання

1. **Запишіть основне рівняння вимірювання активної потужності.**
2. **Які дві основні складові є необхідними елементами структурної схеми мікропроцесорного ватметра?**
3. **Які функції в даній схемі покладено на мікроконтролер?**
4. **Поясніть принцип дії мікросхеми AD7750.**
5. **Перетворювачем якої фізичної величини в яку є мікросхема AD7750?**
6. **Як задають режими роботи мікросхеми AD7750?**
7. **Поясніть алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача потужності.**

7.10 Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості

Положення твердого тіла, що обертається навколо нерухомої осі, визначається кутом повороту φ, тобто двогранним кутом між двома площинами, що проходять через вісь обертання, з яких одна нерухома, а інша жорстко закріплена з твердим тілом і обертається разом з ним.

Під час обертання кут повороту φ є функцією часу

$$\varphi = f(t).$$

Дане рівняння називають рівнянням обертання.

Кутова швидкість дорівнює похідній кута повороту за часом:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \approx \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}.$$

За основну одиницю кутової швидкості прийнято рад/с.

Кутове прискорення – фізична величина, що відображає зміну кутової швидкості в часі

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2} = \varepsilon.$$

Одиниця вимірювання кутового прискорення – рад/с^2.

Частота обертання визначається числом повних обертів, які здійснює точка при русі по колу, за одиницю часу:

$$n = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}.$$

Розглянемо основні принципи побудови мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості електричних машин із використанням фотоелектричного сенсора кутової швидкості. Його структурна схема наведена на рис. 7.17.

Сенсор кутової швидкості перетворює змінну кутову швидкість $\omega_x(t)$ у частоту слідування електричних імпульсів $f_x(t)$.

Визначимо нижню межу вимірювання цифрового тахометра миттєвих значень (періодоміра), рівняння перетворення якого має вигляд:

$$N_{\omega}(t) = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z}, \tag{7.9}$$

де z – кількість міток в фотоелектричному сенсорі кутової швидкості.

Похибка квантування

$$\delta_{\omega}(t) = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{2\pi \cdot f_0} \cdot 100\%, \tag{7.10}$$

де f_0 – частота імпульсів квантування; z – роздільна здатність сенсора кутової швидкості.

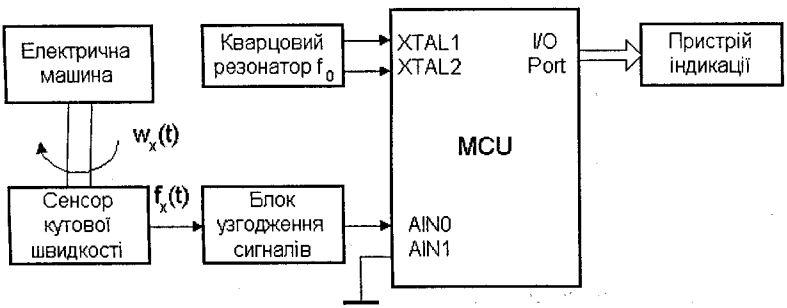


Рисунок 7.17

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера

$$N_{max} = 2^n, \tag{7.11}$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи (7.11), рівняння (7.9) запишемо так

$$2^{n+1} - 1 = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot \omega_{x\,min}}. \tag{7.12}$$

Тоді з рівняння (7.12) визначимо нижню межу вимірювання

$$\omega_{x\,min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot 2^n}. \tag{7.13}$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x\,max}$ для тахометра миттєвих значень визначається з рівняння похибки квантування (7.10):

$$\omega_{x\,max} = \frac{2\pi \cdot \delta_{\omega n} \cdot f_0}{z \cdot 100\%}, \tag{7.14}$$

де $\delta_{\omega n}$ – нормоване значення похибки квантування (7.10).

Задаючись значенням похибки квантування $\delta_{\omega n} = 1\%$, отримаємо

$$\omega_{x\,max} = 314\,\frac{\text{рад}}{\text{сек}}\quad \left|\begin{matrix} f_0 = 5\ \text{МГц} \\ z = 1000 \end{matrix}\right|.$$

На рис. 7.18 наведено розраховану залежність $N_x(t)$ в режимі пуску електричної машини, а на рис. 7.19 – похибку квантування $\delta_\omega(t)$.

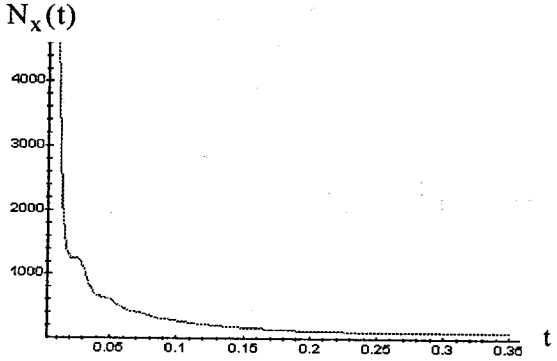


Рисунок 7.18

З рис. 7.19 видно, що значення похибки квантування при $f_0 = 5$ МГц та $z = 1000$ не перевищує 1 %.

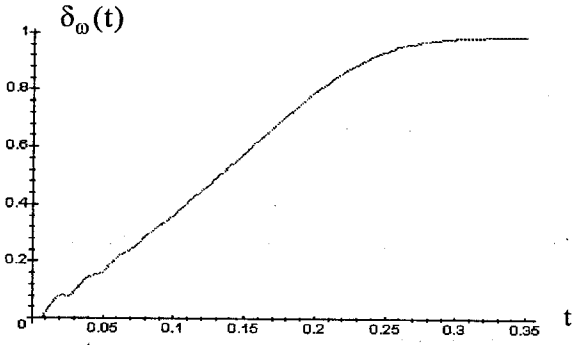


Рисунок 7.19

Таким чином, для вимірювання кутової швидкості як в перехідних режимах роботи електричної машини, так і в статичному режимі можна використовувати частотомір миттєвих значень. Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості наведено на рис. 7.20. Рів-

няння перетворення мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості має вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_x \cdot z \cdot K}. \qquad (7.15)$$

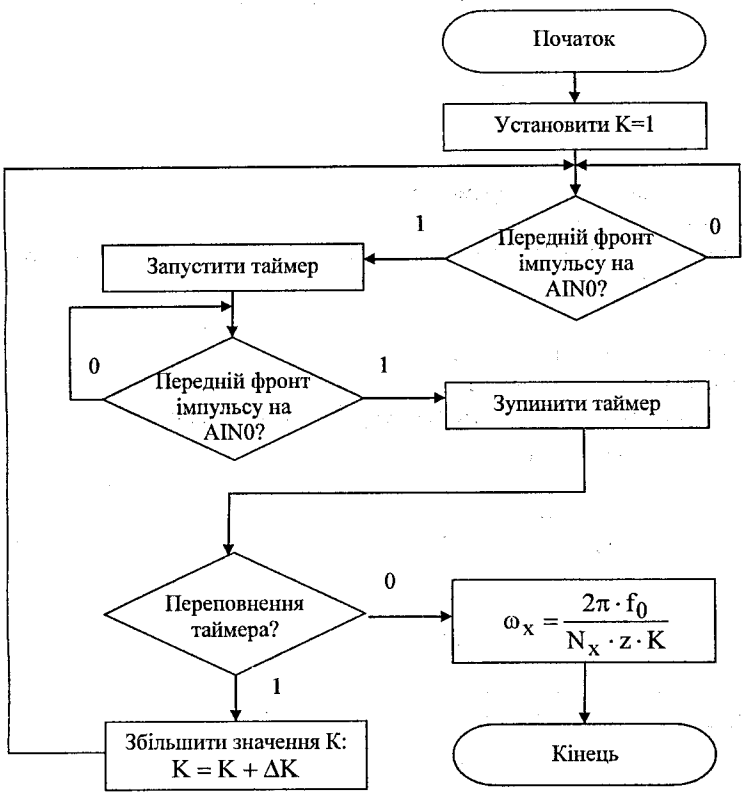


Рисунок 7.20

Контрольні питання та завдання

1. **Наведіть рівняння обертання, кутової швидкості та кутового прискорення та одиниці вимірювання цих фізичних величин.**
2. **Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування.**
3. **Отримайте залежності для нижньої та верхньої меж вимірювання.**
4. **Поясніть алгоритм роботи мікропроцесорного тахометра.**
5. **Мікропроцесорним тахометром миттєвих значень з фотоелектричним сенсором (z = 600) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x. Часто-**

та квантування f_o = 102400 Гц. Визначити нижню межу вимірювання $n_{x\,min}$, якщо в структурній схемі тахометра застосовано двійковий лічильник розрядністю n = 10. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи вимірювального каналу, опишіть принцип його дії.

7.11 Мікропроцесорний вимірювач ковзання

Ковзання S в асинхронній електричній машині характеризує відставання частоти поля статора f_S від частоти поля ротора f_r:

$$S(t)=\frac{f_s(t)-f_r(t)}{f_s(t)}=1-\frac{f_r(t)}{f_s(t)}. \qquad (7.16)$$

S є досить важливим параметром, який значною мірою визначає якість електричної машини.

Як видно з формули (7.16), для визначення ковзання S необхідно проводити вимірювання двох складових: частоти поля статора f_s і частоти поля ротора f_r.

На рис. 7.21 наведено структурну схему мікропроцесорного вимірювача ковзання, яка складається з двох вимірювальних каналів – вимірювального каналу кутової швидкості $\omega_x(t)$ і вимірювального каналу частоти мережі живлення f_m.

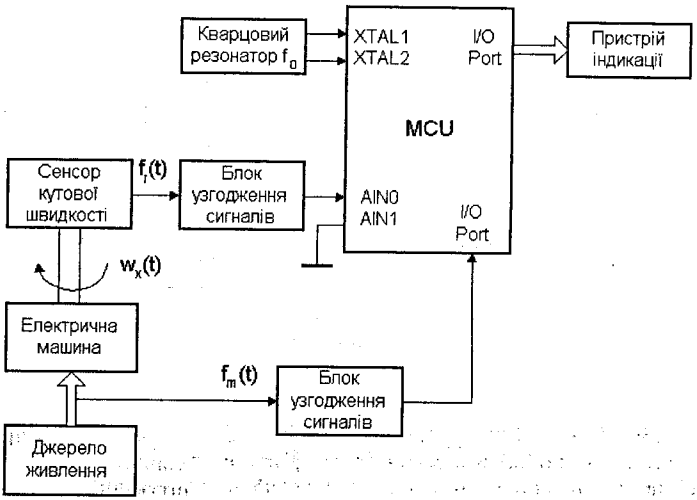


Рисунок 7.21

Їх основні принципи побудови розглянуті у підр. 7.10 і підр. 7.6, відповідно. Виходячи з цього рівняння перетворення вимірювальних каналів кутової швидкості $\omega_x(t)$ і частоти мережі живлення f_m є такими:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_{xr} \cdot z \cdot K_r}; \tag{7.17}$$

$$f_m = \frac{f_0}{N_{xs} \cdot K_s}, \tag{7.18}$$

де K_s, K_r – коефіцієнти подільника частоти у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості; N_{xr}, N_{xs} – кількість імпульсів у вимірювальних каналах частоти мережі та кутової швидкості відповідно.

Враховуючи, що $\omega_r = 2\pi \cdot f_r$, із рівнянь (7.16) – (7.18) отримаємо рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача ковзання:

$$S = 1 - \frac{N_{xs} \cdot K_s}{N_{xr} \cdot K_r \cdot z}. \tag{7.19}$$

Алгоритм роботи мікропроцесорного вимірювача ковзання наведений на рис. 7.22.

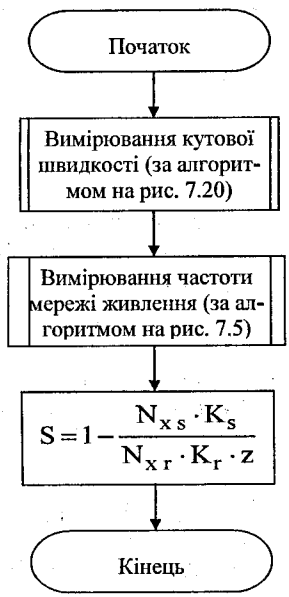


Рисунок 7.22

Контрольні питання

1. **Розкрийте суть поняття ковзання асинхронної машини.**
2. **Які одиниці вимірювання ковзання?**
3. **Які два вимірювальних канали є вирішальними в мікропроцесорному засобі вимірювання ковзання?**
4. **У чому суть алгоритму роботи частотоміра середніх значень?**
5. **У чому суть алгоритму роботи частотоміра миттєвих значень?**
6. **Врахувавши те, що частота промислової мережі стабільна (~50 Гц), яка схема є оптимальною для вимірювання частоти: середніх чи миттєвих значень?**
7. **У чому суть фотоелектричного сенсора кутової швидкості?**
8. **Наведіть структурну схему мікропроцесорного вимірювача ковзання.**
9. **Виведіть рівняння перетворення для цього засобу вимірювання.**
10. **Поясніть алгоритм роботи мікропроцесорного ковзиметра.**

7.12 Мікропроцесорний вимірювач моменту інерції і динамічного моменту

Термін «момент інерції» введений в 1749 р. Л. Ейлером.

Моментом інерції матеріальної системи відносно заданої осі (осьовим моментом інерції) називається скалярна величина, що дорівнює сумі добутків всіх матеріальних точок системи на квадрати їх відстаней до цієї осі:

$$J=\sum_{k=1}^{n} r_k^2 m_k .$$

Для тіл з неперервним розподілом маси в просторі $J=\int_m r^2 dm$.

Осьовий момент інерції тісно пов'язаний з динамікою обертального руху механічної системи, має прямий фізичний зміст.

Відповідно до диференціального рівняння обертального руху твердого тіла (системи) навколо нерухомої осі

$$\frac{d\omega}{dt}\sum_{k=1}^{n} r^2 m_k=\sum_{i=1}^{m} M_д\left(\bar{F}_i^{(b)}\right)$$

похідна за часом від кутової швидкості (кутове прискорення) прямо пропорціональна головному моменту прикладених сил відносно осі обертання та обернено пропорціональна моменту інерції тіла (системи) відносно цієї ж осі

$$\frac{d\omega}{dt}=\frac{M_д}{J}, \text{ або } J\frac{d\omega}{dt}=M_д .$$

Останнє рівняння показує, що осьовий момент інерції входить в основний закон динаміки обертального руху як фактор, що характеризує

супротив цієї системи будь-якій зміні власної кутової швидкості обертання. І цей опір змінюється зі зміною осі обертання.

Таким чином, знаходячись в залежності від просторового розподілу мас системи, момент інерції слугує її **мірою інертності** відносно обертального руху навколо заданої осі і характеризує динамічні властивості даної механічної системи.

З огляду на фізичний зміст, момент інерції є надзвичайно важливим параметром будь-якої технічної системи з обертальною формою руху (механічною, електромеханічною тощо), оскільки визначає характер руху цієї системи під час перехідного процесу та її функціонування в статичному режимі, а також енергообмін системи із зовнішніми фізичним та технічним середовищами, що оточують систему, враховуючи і їх джерела живлення.

В даному підрозділі розглядається метод вимірювання моменту інерції, який використовує зразкові моменти інерції J_1, J_2 та обмежений діапазон кутових швидкостей обертання в режимі самогальмування електричної машини, в якому момент опору M_0 лінійно залежить від кутової швидкості ω_r:

$$M_0(\omega_r) = a \cdot \omega_r,$$

де a – тангенс кута нахилу характеристики опору.

Тоді рівняння руху електричної машини відповідно з першим і другим зразковими моментами інерції в процесах самогальмування набувають вигляду:

$$\omega_{r1}(t) = \omega_n \cdot e^{-\frac{at}{J+J_1}}, \quad \omega_{r2}(t) = \omega_n \cdot e^{-\frac{at}{J+J_2}},$$

де ω_n – номінальна кутова швидкість обертання; J – момент інерції електричної машини; t – час.

Прологарифмувавши попередні два рівняння, отримуємо

$$at = (J + J_1) \cdot \ln\frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_n}, \quad at = (J + J_2) \cdot \ln\frac{\omega_{r2}(t)}{\omega_n}.$$

Вилучивши з них складову at, рівняння перетворення для вимірювання моменту інерції запишеться так:

$$J = \frac{J_2 \cdot \ln\frac{\omega_{r2}(t)}{\omega_n} - J_1 \cdot \ln\frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_n}}{\ln\frac{\omega_{r1}(t)}{\omega_{r2}(t)}}.$$

Структурна схема для реалізації цього способу вимірювання моменту інерції наведена на рис. 7.23, а алгоритм його роботи – на рис. 7.24.

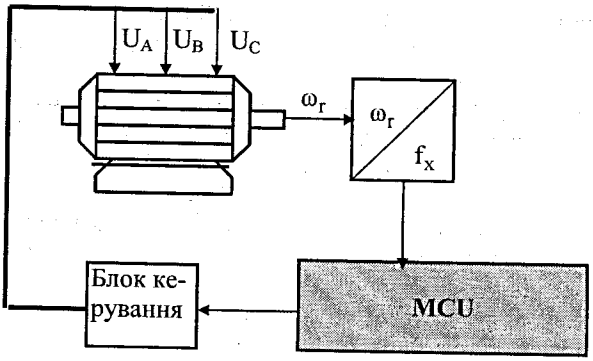


Рисунок 7.23

Мікропроцесорна система MCU проводить вимірювання кутової швидкості ω_r і за допомогою таймера обчислює час t. Вони необхідні для визначення значення моменту інерції.

Дану схему можна використати і для вимірювання динамічного моменту, який являє собою добуток J моменту інерції ротора на кутове прискорення

$$M_д = J\frac{d\omega_r(t)}{dt}.$$

Для цього необхідно виконати таку послідовність дій.

1. Від мікропроцесора на блок керування подати команду на пуск електричної машини.
2. В динамічному режимі роботи електричної машини здійснити сумісне вимірювання залежності $\omega_r(t)$ і отримані значення запам'ятати в оперативній пам'яті мікропроцесорної системи MCU.
3. Користуючись одним з відомих алгоритмів (краще, сплайнами) згладити отримані експериментальні дані.
4. Здійснити операцію диференціювання згладжених експериментальних даних і отримати масив кутових прискорень.
5. За алгоритмом (рис. 7.24) виміряти момент інерції ротора.
6. Перемноживши значення кутових прискорень на значення моменту інерції опосередковано отримати масив значень динамічного моменту.

7. Побудувати залежності $M_д = f(t)$ та отримати динамічну механічну характеристику машини $M_д = f(\omega_r(t))$.

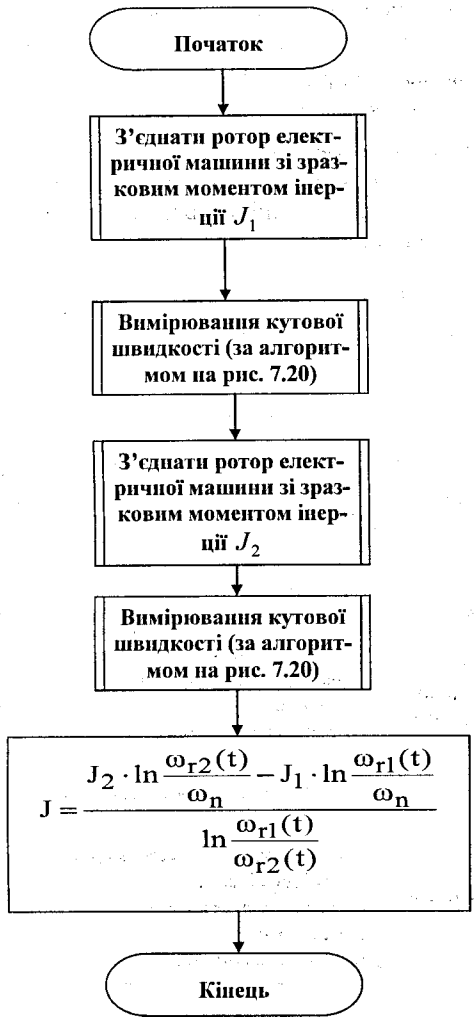


Рисунок 7.24

7.13 Мікропроцесорний вимірювач кутового положення

Найбільш актуальним в електромеханіці є вимірювання кутових положень крокових двигунів, які широко використовуються в різних галузях науки, техніки, у приладобудуванні, космічних дослідженнях, літакобудуванні, машинобудуванні та ін.

Кроковий двигун (КД) – це пристрій, що перетворює електричні імпульси в дискретні обертальні механічні кутові переміщення ротора.

Основним елементом, метрологічні характеристики якого визначають точність та швидкодію засобів вимірювання кутових положень, є сенсори кута повороту. Порівняльна характеристика сенсорів кута повороту наведена в табл. 7.2.

Таблиця 7.2 – Сенсори кута повороту

Найменування	Переваги	Недоліки
Кругові потенціометри	Низька вартість	Низька точність Низька швидкість обертання Дрижання контактів
Багатополюсні сельсини	Низька вартість	Нелінійна статична характеристика Великий момент інерції
Обертові трансформатори	Низька вартість Простота конструкції	Великий момент Інерції
Багаторозрядні механічні цифрові перетворювачі	Висока точність і швидкодія Невеликі масогабаритні показники Висока завадостійкість	Дрижання контактів Висока вартість
Оптико-електронні сенсори	Відсутність похибки взаємодії	Висока вартість
Фотоелектричні сенсори	Висока точність і швидкодія Малоінерційність Невеликі масогабаритні показники Висока завадостійкість	Похибка ексцентриситету

Аналіз наведених характеристик первинних вимірювальних перетворювачів кута показує, чому фотоелектричні сенсори найбільш поширені в засобах вимірювання кутового положення.

Даний тип сенсорів здійснює перетворення вимірюваного кута в послідовність електричних сигналів, що містять інформацію про значення кута та напрямок руху. Одним із можливих варіантів таких сенсорів можуть бути перетворювачі кутових переміщень ЛИР, принцип дії яких детально описано в підр. 6.5. Сенсори кута повороту цього типу забезпечують також високу роздільну здатність (від 1000 до 50000 періодів вихідного сигналу на оберт) та малу похибку перетворення. Висока допустима швидкість обертання і навантажувальна здатність, мала інерційність і стійкість до вібрацій дозволяють використовувати їх для вимірювання кутових положень ротора крокових двигунів малої, середньої та великої потужностей.

Кут повороту крокового двигуна визначається за формулою

$$\theta = \frac{360}{n_{кд}} = \frac{2\pi}{n_{кд}},$$

де $n_{кд}$- кількість стійких кутових положень ротора за повний його оберт.

Результати математичного моделювання перехідного процесу коливання ротора крокового ЕМП (рис. 7.24), при переході від одного кутового положення до наступного, дозволяють виявити такі дві важливі особливості:

– час вимірювального перетворення кута обмежується тривалістю перехідного процесу;

– в процесі коливання в околі стійкого положення ротор КЕМП змінює напрямок обертання.

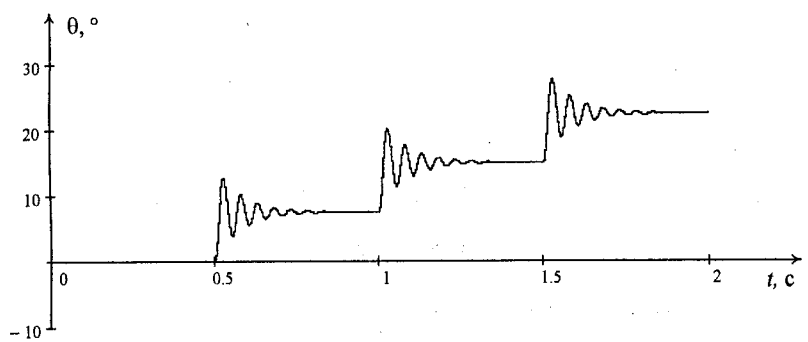


Рисунок 7.24

Перша особливість стосується швидкодії вимірювання. Максимально можлива швидкодія вимірювання кутового положення КД визначає

тривалість його перехідного процесу. Досягнення такої швидкодії можливе лише у випадку, коли вимірювання відбувається під час перехідного процесу і закінчується одразу після його завершення.

Друга особливість, а саме врахування напрямку обертання ротора, пов'язана із зміною напрямку обертання. Неврахування цієї обставини приводить до значних похибок, що виникають завдяки не відповідності реверсного коливання ротора КД і нереверсного режиму роботи двійкового лічильника.

Вимірювання кожного кутового положення КД здійснюється під час перехідного процесу коливання ротора шляхом квантування кута повороту θ зразковими кутовими положеннями h_z з виходу фотоелектричного сенсора, з врахуванням напрямку обертання.

Кількість імпульсів h_z, які надійдуть на вхід двійкового лічильника МК протягом зміни кутового положення від θ_i до θ_{i+1}, визначається за формулою

$$N=\frac{\theta\cdot z}{360}=\frac{\theta\cdot z}{2\pi},$$

де **z** – кількість імпульсів з періодом h_z, що формує фотоелектричний сенсор за повний оберт.

Один із варіантів реалізації мікропроцесорного засобу вимірювання кутових положень (див. рис. 7.25) використовує вимірювальне перетворення кута повороту, в якому здійснюється фотоелектричним сенсором (СКП), що з'єднується з валом досліджуваного крокового КЕМП муфтою спряження М.

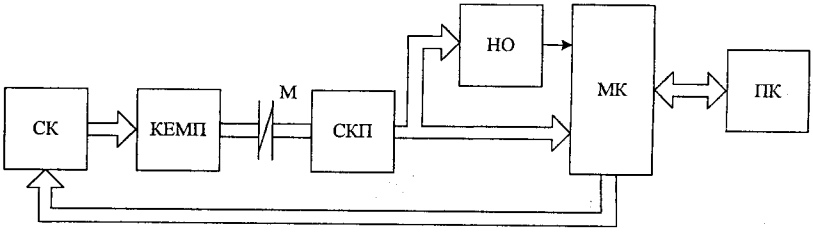


Рисунок 7.25

Значення кута повороту отримують в мікроконтролері

$$\theta=\frac{N\cdot 360}{z},$$

який крім того формує сигнали керування (СК) кроковим двигуном.

Статична характеристики даного засобу вимірювання наведена на рис. 7.26.

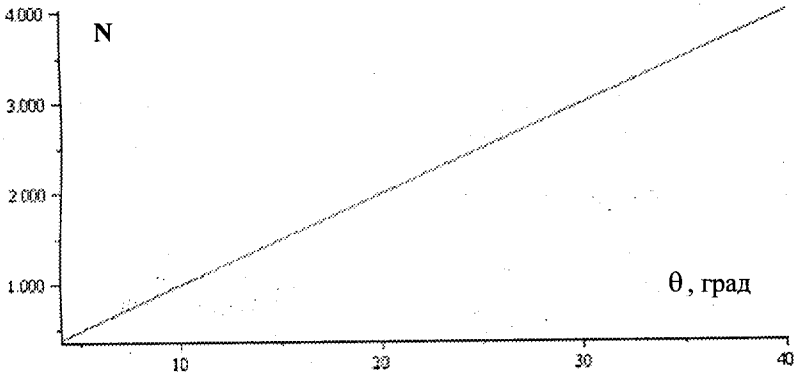


Рисунок 7.26

Більш суттєвим для ЗК кутових положень є роздільна здатність сенсора, що визначається значенням кута на один імпульс, тобто

$$R = \frac{360^\circ}{z} = 0{,}01\Big|_{z=36000} \text{ (град/імпульс).}$$

Це значення суттєво впливає на результат вимірювання і є основною складовою похибки. Тому для зменшення похибки квантування (рис. 7.27) необхідно збільшувати роздільну здатність СКП.

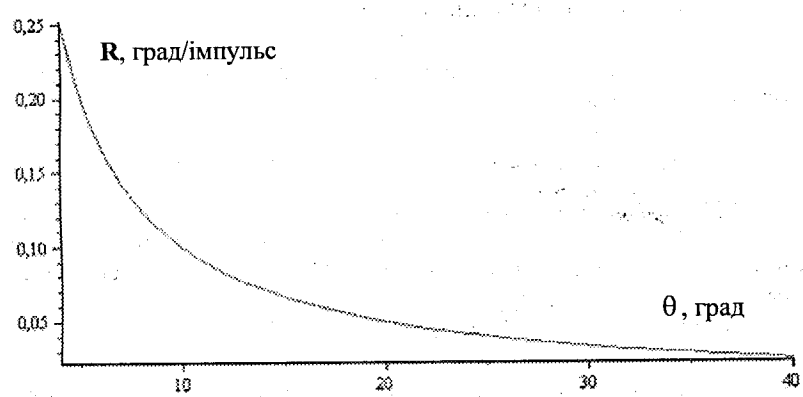


Рисунок 7.27

Це досягається шляхом підвищення числа періодів на оберт z або за рахунок схемотехнічних рішень. При цьому відносна похибка квантування визначається

$$\delta_k = \frac{1}{N} \cdot 100\% = \frac{z N}{360} \cdot 100\%$$

і зростає при вимірюванні малих кутових зміщень (див. рис. 7.27).

Тому даний засіб вимірювання доцільно застосовувати для вимірювання кутових положень крокового ЕМП з номінальним кутом кроку 4° і більше, або підвищувати роздільну здатність СКП.

Контрольні питання

1. **Які одиниці вимірювання кутового положення ротора?**
2. **Наведіть порівняльну характеристику сенсорів кута повороту.**
3. **Наведіть особливості роботи крокового двигуна.**
4. **Як впливають результати математичного моделювання роботи крокового двигуна на алгоритм та структурну схему засобу вимірювання його кутового положення?**
5. **Поясніть принцип дії фотоелектричного сенсора.**
6. **Наведіть структурну схему засобу вимірювання кутового положення.**
7. **Поясніть призначення пристрою визначення напрямку обертання ротора.**
8. **Яким елементом обмежена роздільна здатність за кутом повороту?**
9. **Наведіть рівняння перетворення та поясність як отримати складові цього рівняння.**
10. **Покажіть шляхи зменшення похибки квантування кутового положення.**

7.14 Вимірювання температури

Прилади, які призначені для вимірювання температури, називаються термометрами.

Температурою називається фізична величина, що кількісно характеризує міру середньої кінетичної енергії теплового руху молекул будь-якого тіла або речовини.

Температурні шкали. Під терміном «температурна шкала» розуміють неперервну сукупність чисел, лінійно пов'язану з числовим значенням якоїсь точно вимірюваної властивості, що є однозначною і монотонною функцією температури.

Фаренгейт (1715 р.), Реомюр (1776 р.) і Цельсій (1742 р.) при побудові шкал базувались на припущенні лінійного зв'язку між температурою T і термометричними властивостями як, наприклад, розширення об'єму рідин V, тобто

$$T = a + b \cdot V,$$

де a і b – сталі коефіцієнти.

Підставивши в це рівняння $V = V_1$, при $T - T_1$ і $V = V_2$ при $T = T_2$, після перетворень отримаємо рівняння температурної шкали:

$$t = t_1 + \frac{t_2 - t_1}{V_2 - V_1}(V - V_1),$$

де $(t_2 - t_1)$ – головний інтервал.

В шкалах Фаренгейта, Реомюра і Цельсія точка танення льоду T_1, відповідала відповідно +32,0 і 0 градусам, а точка кипіння води T_2 – 212,80 і 100 градусам. Головний. інтервал ділиться відповідно на N = 180, 80 і 100 рівних частин, і 1/N частину кожного з інтервалів називають градусом Фаренгейта – T °F, градусом Реомюра – T °R і градусом Цельсія – T °C.

За одиницю температури приймають *градус*, який дорівнює 1/100 діапазону температур від точки танення льоду (0 °C) до точки кипіння води (100 °C).

Цю одиницю за шкалою Цельсія позначають 1 °C. В шкалі Цельсія нульова температура відповідає точці танення льоду. Температури нижчі за нульову температуру, – від'ємні.

Найнижча температура, яка відповідає абсолютному нулю, дорівнює -273,16 °C. Нуль шкали Кельвіна дорівнює абсолютному нулю, тому всі температури за цією шкалою додатні.

Таким чином, для шкал, побудованих за вказаним принципом, градус не є одиницею вимірювання, а являє собою масштаб шкали.

Для перерахунку температури з однієї із вказаних шкал в іншу використовують таке співвідношення:

$$T°C = 1{,}25\ °R = \frac{5}{9}(T°F - 32).$$

Для забезпечення єдності вимірювань температури за міжнародний стандарт у 1968 році прийнята Міжнародна Практична Температурна Шкала МПТШ-68, а з 1990 році – уточнена версія шкали ITS-90. В цій шкалі за опорні точки температури вибрано температурні точки зміни агрегатного стану певних речовин, матеріалів, які можуть бути легко відтворені. Крім того даний стандарт визначає і типи засобів вимірювання для всього діапазону температур.

Перелік опорних (реперних) точок шкали ITS-90 наведено в табл. 7.3.

Таблиця 7.3 – Перелік основних реперних точок температурної шкали

Найменування	Температура, К	Зразковий засіб вимірювання
Точка затвердіння золота	1337,58	Вище 1337,58 К – Спектральний пірометр Від 903,89 К до 1337,58 К – Термопара платина-родій (10% Rh)
Точка затвердіння срібла	1235,08	
Точка затвердіння цинку	692,73	Від 13,81 К до 903,89 К – Платиновий термометр опору
Точка кипіння води	373,15	
Потрійна точка води	273,16	
Точка кипіння кисню	90,188	
Потрійна точка кисню	54,361	
Точка кипіння неону	27,102	
Точка кипіння рівноважного водню	20,28	
Потрійна точка рівноважного водню	13,81	

7.14.1 Особливості вимірювання температури

Основною особливістю вимірювання температури, як неелектричної величини є її перетворення в електричну за допомогою первинного вимірювального перетворювача (сенсора) з подальшим її вимірюванням вторинним електровимірювальним приладом.

За винятком інтегральних, всі сенсори температури мають нелінійну функцію перетворення.

Резистивні сенсори температури (термометри опору) характеризуються високою точністю, не вимагають зовнішнього струму збудження і є складовими мостових засобів вимірювань.

В табл. 7.4 наведено перелік популярних типів сенсорів температури та їхні основні метрологічні характеристики.

Термістори мають найвищу чутливість, але для них характерна найбільша нелінійність.

Напівпровідникові сенсори температури є високоточними, з високою лінійністю в діапазоні робочих температур від -55 °С до +150 °С. Внутрішні підсилювачі масштабують вихідний сигнал до значень, зручних для АЦП-перетворення, наприклад, 10 мВ/°С.

Таблиця 7.4 – Основні метрологічні характеристики сенсорів температури

Термопари	Термометри опору	Термістори	Напівпровідникові сенсори температури
Найширший діапазон температур: -184 °С ... +2300 °С	Діапазон температур: -200 °С ... +850 °С	Діапазон температур: 0 °С ...+100 °С	Діапазон температур: 0 °С ... +100 °С
Висока точність та повторюваність	Висока лінійність	Низька лінійність	Лінійність: 1 °С Абсолютна похибка: 1 °С
Необхідність компенсації температури холодного «спаю»	Необхідність зовнішнього збудження	Необхідність зовнішнього збудження	Необхідність зовнішнього збудження
Мале значення вихідної напруги (термо-е.р.с.)	Низька вартість	Висока чутливість	Типовий вихідний сигнал: 10 мВ/К, 20 мВ/К, або 1 мВ/К

7.14.2 Мікропроцесорний засіб вимірювання температури

Сенсори температури з цифровим виходом мають ряд переваг над сенсорами з аналоговим виходом і дозволяють реалізовувати мікропроцесорні термометри.

Наприклад, TMP03/TMP04 – сенсори температури з цифровим виходом, структурна схема яких наведена на рис. 7.28.

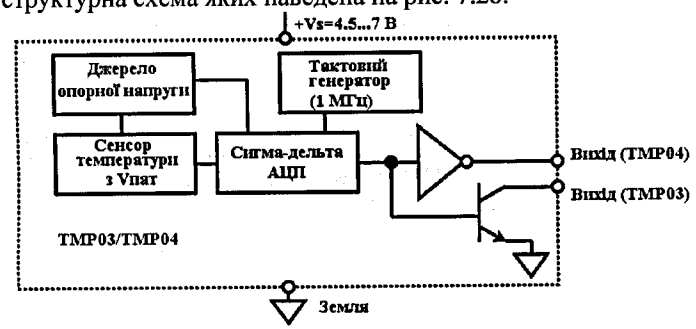


Рисунок 7.28

До його складу входить джерело опорної напруги, генератор тактової частоти (1 МГц), сигма-дельта АЦП. Вихідний сигнал сенсора температури кантується 12-розрядним аналого-цифровим перетворювачем, який на своєму виході формує послідовний двійковий код у вигляді частотно-модульованого сигналу (рис. 7.29).

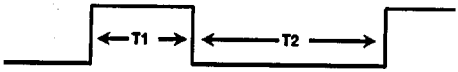


Рисунок 7.29

Даний вихідний сигнал досить просто декодується мікропроцесором в значення температури. Суттєвим тут є те, що такий метод усуває похибки, притаманні іншим методам модуляції, оскільки в ньому значення температури не залежать від абсолютного значення частоти.

Номінальна вихідна частота складає 35 Гц для температури +25 °С, і засіб вимірювання працює з фіксованою тривалістю імпульсу T1, що складає 10 мс.

Вихідний сигнал TMP03/TMP04 являє собою послідовність імпульсів, тривалість яких пов'язана з вимірюваною температурою такими залежностями:

$$T[^{0}C]=235-\left(\frac{400\cdot T1}{T2}\right),\quad T[^{0}C]=455-\left(\frac{720\cdot T1}{T2}\right).$$

Практично всі мікропроцесори (мікроконтролери) мають у своєму складі таймери, за допомогою яких легко отримують остаточні рівняння перетворення. Типовий інтерфейс до мікроконтролера 80C51 показано на рис. 7.30.

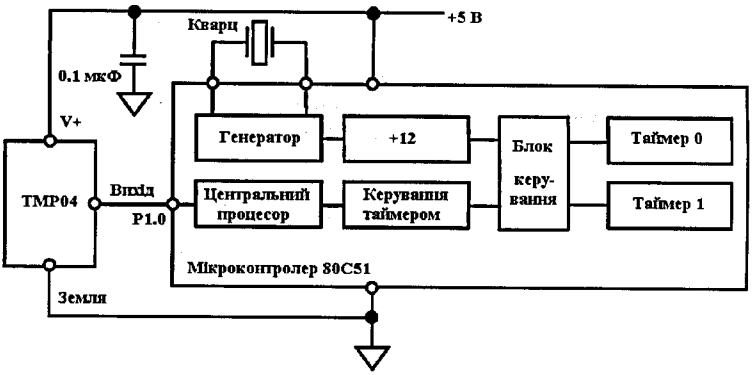


Рисунок 7.30

Два таймера (Таймер 0 і Таймер 1) 16-розрядні. Тактова частота $f_т$ мікроконтролера, поділена на 12,

$$f_0 = \frac{f_т}{12}$$

є частотою квантування тривалості імпульсів T1 і T2.

Алгоритм роботи такого (рис. 7.30) мікропроцесорного засобу вимірювання температури досить простий.

Мікроконтролер з приходом в порт P1.0 за переднім фронтом сигналу з виходу сенсора температури запускає Таймер T0, в якому відбувається квантування тривалості імпульсу T1 частотою f_0. За заднім фронтом цього ж сигналу мікроконтролер зупиняє таймер T0 і запускає Таймер T1. За наступним переднім фронтом вихідного сигналу сенсора температури таймер T1 зупиняється і кількість імпульсів зразкової частоти f_0, які надійшли на двійкові лічильники таймерів T0 і T1, переписуються в порти таймерів T0 і T1, відповідно. Після цього лічильники таймерів обнуляють для наступного циклу вимірювання.

Далі, для розрахунку температури, підпрограми використовують нижченаведені рівняння. Після квантуванні тривалості імпульсів T1 і T2 імпульсами зразкової частоти f_0 в лічильниках таймерів сформуються відповідні двійкові коди

$$N1 = \frac{T1}{T_0} = T1 \cdot f_0 \quad і \quad N2 = \frac{T2}{T_0} = T2 \cdot f_0.$$

Тоді тривалості імпульсів T1 і T2 будуть визначатися

$$T1 = \frac{N1}{f_0} \quad і \quad T2 = \frac{N2}{f_0}.$$

Підставимо значення тривалості імпульсів T1 і T2 у вихідне рівняння перетворення сенсорів температури TMP03/TMP04 і відповідно отримаємо значення температури, які відповідають значенням двійкових кодів у таймерах

$$T[^0C] = 235 - \left(\frac{400 \cdot T1}{T2}\right) = 235 - \left(\frac{400 \cdot N1}{N2}\right),$$

$$T[^0C] = 455 - \left(\frac{720 \cdot T1}{T2}\right) = 455 - \left(\frac{720 \cdot N1}{N2}\right).$$

Контрольні питання

1. Дайте означення фізичної величини температури.

2. Проаналізуйте відомі Вам температурні шкали.

3. Дайте означення одиниці вимірювання температури – градус.

4. За яким співвідношенням здійснюють перерахунок температури з однієї шкали в іншу?

5. Які Ви знаєте опорні (реперні) точки шкали ITS-90?
6. Виділіть дві основні особливості вимірювання температури.
7. Порівняйте основні метрологічні характеристики сенсорів температури.
8. Поясніть структурну схему сенсора температури з цифровим виходом.
9. Наведіть рівняння перетворення сенсорів типу ТМР. Перетворювачем якої фізичної величини в яку є даний сенсор?
10. За структурною схемою поясніть принцип дії мікропроцесорного термометра.
11. Наведіть алгоритм роботи засобу вимірювання даного типу.
12. Прокоментуйте остаточні рівняння перетворення.

7.15 Вимірювання вібрацій

Рівень вібрації є одним з важливих індикаторів стану електротехнічних комплексів і систем. Підвищення вібрації приводить до передчасного зносу та виходу з ладу окремих елементів електрообладнання. Зниження рівня вібрації веде до підвищення надійності, довговічності, зменшення експлуатаційних затрат.

Вібраціями називають коливальний процес, що характеризується багаторазовим почерговим зростанням та зменшенням відносно малої амплітуди коливань в часі.

Розглянемо основні поняття. Нехай u(t) – функція, що описує коливальний процес.

Якщо справедлива рівність

$$u(t)=u(t+n\cdot T),$$

де t – час; n – ціле число; T – період коливань, то такий коливальний процес називають періодичним (рис. 7.31).

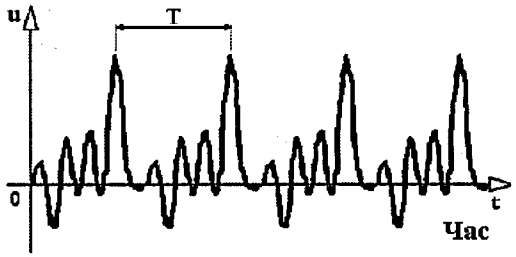
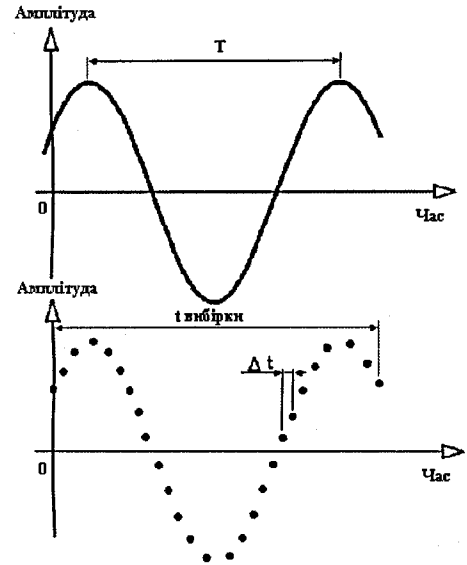


Рисунок 7.31

Найпростішим видом періодичних коливань є гармонічні (рис. 7.32), які описують таким рівнянням:

$$u(t)=A\cdot\cos(\omega t-\varphi),$$



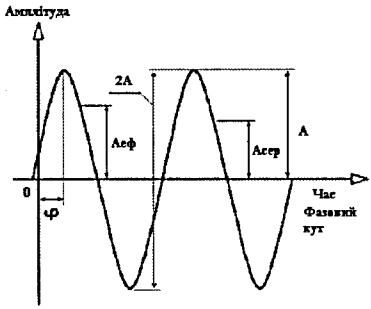


Рисунок 7.32

де A – амплітуда коливань, $\omega = 2\pi f$ – кутова частота (рад/с); φ – початкова фаза (рад).

На рис. 7.32 наведені позначення: 2A – подвійна амплітуда; $A_{сер}$ – середнє значення амплітуди коливань ($A_{сер} = A/2$); $A_{еф}$ – середнє квадратичне (ефективне, діюче) значення амплітуди коливань ($A_{еф} = A/\sqrt{2}$).

В сучасній цифровій техніці вимірювання вібраційного сигналу здійснюється не в аналоговій, а в дискретній формі (нижній рис. 7.32). Тут прийнято позначення: Δt – крок дискретизації.

Час вибірки – проміжок часу, за який виконується аналого-цифрове перетворення аналогового вібросигналу:

$$t_{вибірки} = \Delta t \cdot (n-1),$$

де n – кількість миттєвих значень дискретизованої величини.

На практиці коливання найчастіше є полігармонічними (рис. 7.33), тобто є сумою гармонічних коливань з різними частотами (рис. 7.34)

$$u(t) = A_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_2) + ... + A_i \cos(\omega_i t - \varphi_i) + ...$$

$$+ A_n \cos(\omega_n t - \varphi_n) = \sum_{i=1}^{n} A_i \cos(\omega_i t - \varphi_i),$$

де – A_i, ω_i, φ_i – амплітуда, частота і фаза відповідної і-ої гармоніки коливання.

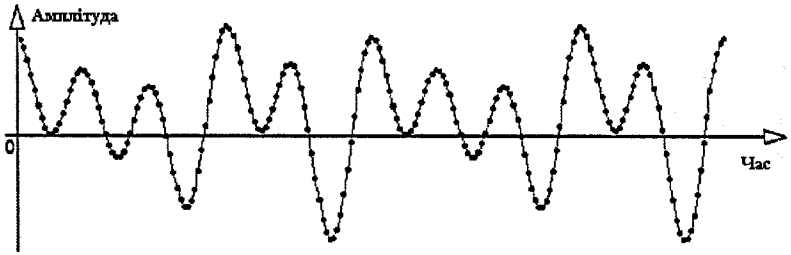


Рисунок 7.33

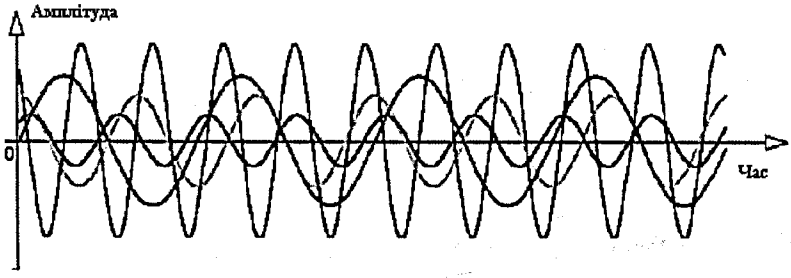


Рисунок 7.34

Основними складовими сучасних засобів вимірювання вібросигналів є такі:

- первинний вимірювальний перетворювач (сенсор), що перетворює неелектричну величину в електричну;
- фільтр, який виділяє параметри сигналів в необхідній області частот;
- аналого-цифровий перетворювач з мікропроцесором (мікроконтролер).

Дані засоби вимірювання називають вимірювальними каналами вібрацій, узагальнена структурна схема наведена на рис. 7.35.

Виведемо рівняння перетворення для даного каналу.

Рівняння перетворення сенсора вібрацій (приклад побудови ємнісного перетворювача п. 6.3.2) має такий вигляд

$$a = \frac{k}{m} x = S_a \cdot x.$$

В процесі вимірювання вібрацій користуються такими трьома фізичними величинами:

- віброприскорення – a [м/с^2];
- віброшвидкість – v [мм/с];
- віброзміщення – S [мкм].

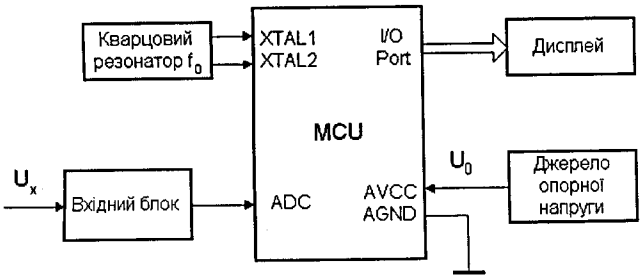


Рисунок 7.35

В низькочастотній області коливань пріоритет віддають віброзміщенням, а у високочастотній – віброприскоренням. Знайдемо співвідношення між цими фізичними величинами.

Наприклад, покази сенсора віброприскорення а = 1м/с^2 для частоти коливань 50 Гц, що відповідає ефективному (діючому, середньоквадратичному) значенню віброприскорення. Знайдемо для нього ефективне значення віброшвидкості

$$v_{еф}=\frac{a_{еф}}{\omega}=\frac{a_{еф}}{2\pi f}=\frac{1[м/с^2]}{2\cdot 3{,}14\cdot 50Гц}=\frac{1}{314}=3{,}18\ \ [мм/с],$$

та віброзміщення

$$S=2A=2\frac{v}{\omega}=2\frac{\sqrt{2}\,v_{еф}}{\omega}=2\frac{\sqrt{2}\,3{,}18(мм/с)}{314(1/с)}=$$

$$=\frac{8{,}9(мм)}{314}=\frac{8{,}9\cdot 10^3(мкм)}{314}=28{,}4\,[мкм].$$

Звідси видно, що між амплітудою віброзміщення та діючим значенням віброшвидкості для коливань з частотою 50Гц справедливе співвідношення

$$n_{Sv}=\frac{S}{v_{еф}}=\frac{28{,}4}{3{,}18}\approx 9.$$

Контрольні питання

1. **Поясніть поняття вібрації. Які коливання називають гармонічними, полігармонічними?**
2. **Поясніть принцип дії вимірювального каналу вібрації.**
3. **Виведіть рівняння перетворення сенсора вібрації.**
4. **Наведіть співвідношення між віброзміщенням, віброшвидкістю і віброприскоренням.**
5. **В якій області коливань, низькочастотній чи високочастотній, доцільно за інформативний параметр вібрації використовувати віброзміщення, а в якій – віброприскорення?**

Розділ 8 ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

8.1 Загальна характеристика ІВС

Інформаційно-вимірювальна система ІВС – сукупність технічних і програмних засобів, спрямованих на реалізацію однієї з процедур експериментальної інформатики.

Експериментальна інформатика – це розділ інформатики, в якому здійснюється оброблення даних, безпосередньо отримуваних від об'єкта.

Базовими процедурами експериментальної інформатики є вимірювання і контроль. Вони можуть входити до складу більш складних процедур, таких як випробування, ідентифікація, побудова та дослідження залежностей тощо.

Таблиця 8.1 – Відмінність понять «вимірювання» та «контроль»

Вимірювання	Контроль
Отримують кількісні значення вимірюваної величини, тобто *результат – число.*	**Оцінюється стан об'єкта, тобто *результат – рішення* (придатний чи непридатний, справний або несправний).**
Якість вимірювання характеризується його *точністю.*	**Якість контролю характеризується *достовірністю прийнятого рішення.***

Якщо процедурі порівняння величини з нормами передує вимірювання, то в цьому випадку говорять про вимірювальний контроль.

Незалежно від розв'язуваної задачі принципи будови та організації роботи ІВС однакові. До складу ІВС у загальному випадку входять:

1. Вимірювальний канал (ВК):

• сенсор (С) – складова частина первинного вимірювального перетворювача, що сприймає інформативні параметри сигналу і перетворює їх в уніфікований аналоговий сигнал, який у подальшому піддається квантуванню;

• нормувальний пристрій (НП), завдання якого – приведення уніфікованих сигналів до одного й того ж діапазону;

• аналого-цифровий перетворювач (АЦП) – остання ланка ВК, на виході якого утворюється двійковий код, пропорційний вхідному аналоговому сигналу.

2. Керувальний канал, який формує режими роботи об'єкта, а також умови проведення його експериментальних досліджень:

• перетворювач в позиційний код;

• цифроаналоговий перетворювач та ін.

3. Засіб обчислювальної техніки (ЗОТ), завдання якого – прийом, обробка цифрових даних та подання результату.

Для об'єднання всіх вузлів в єдине ціле використовують відповідний *інтерфейс.*

8.1.1 Вимірювальний канал

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначену для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину, називають вимірювальним каналом.

Узагальнена структурна схема вимірювального каналу наведена на рис. 8.1.

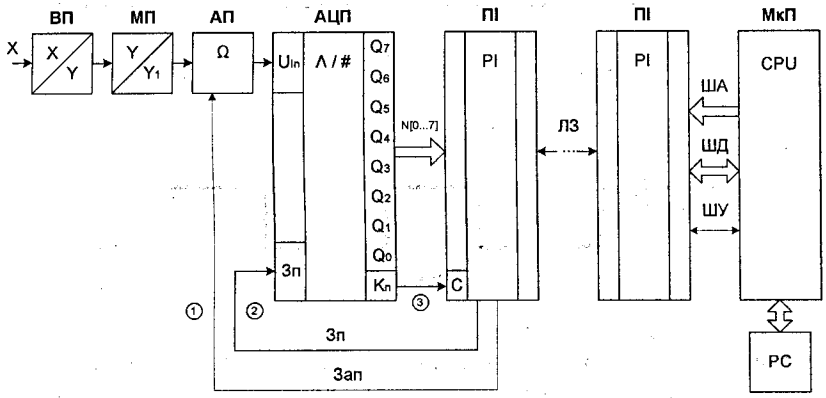


Рисунок 8.1

Основними складовими наведеного вимірювального каналу є такі: С – сенсор (первинний вимірювальний перетворювач); ВП – масштабний перетворювач (вимірювальний підсилювач); АП – аналогова пам'ять (пристрій вибірки зберігання); АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ПІ – програмований інтерфейс; Зап – сигнал запам'ятовування вхідної аналогової величини; Зп – сигнал запуску АЦП; Кп – сигнал «кінець перетворення» АЦП; CPU – мікропроцесор (числовий перетворювач); РС – персональний комп'ютер.

Часові діаграми роботи даного вимірювального каналу наведена на рис. 8.2.

Алгоритм роботи вимірювального каналу наведено на рис. 8.3. Суттєвою відмінністю даного алгоритму роботи програмного драйвера є наявність аналогового запам'ятовування вимірювальної інформації на

час аналого-цифрового перетворення. Для зменшення динамічної похибки вимірювана аналогова величина на час аналого-цифрового перетворення запам'ятовується АП. Після завершення перетворення аналогової величини в дискретну на виході АЦП формується двійковий код N, що супроводжується сигналом «кінець перетворення Кп». При наявності «прапорця», коли Кп = 1, мікропроцесор переписує значення двійкового коду в свою оперативну пам'ять ОЗП для подальшої обробки та подання результатів вимірювання.

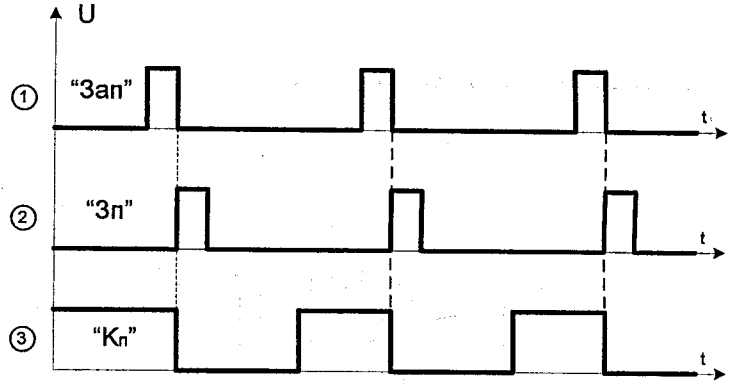


Рисунок 8.2

Суть наведеного (рис. 8.3) алгоритму така. На початку здійснюється початкове установлення регістрів загального призначення, лічильника команд, акумулятора, якщо необхідно – стекової пам'яті, регістр прапорців обнуляється, записуються в оперативну пам'ять значення необхідних для роботи програми констант і ін. Це і є ініціалізація програмних засобів.

Ініціалізація апаратних засобів полягає в здійсненні операції обнулення всіх елементів пам'яті засобу вимірювання: тригери, регістри, лічильники, подільники. Крім того, задаються режим роботи та конфігурація портів введення-виведення, вибирається режим роботи АЦП, виконуються підготовчі операції для формування необхідної частоти запускальних імпульсів, визначається регістр аналізу наявності чи відсутності сигналу «кінець перетворення».

Після здійснення ініціалізації програмно установлюють початкову адресу ADR:=ADR[H] оперативної пам'яті, в якій будуть зберігатися двійкові коди результатів вимірювання.

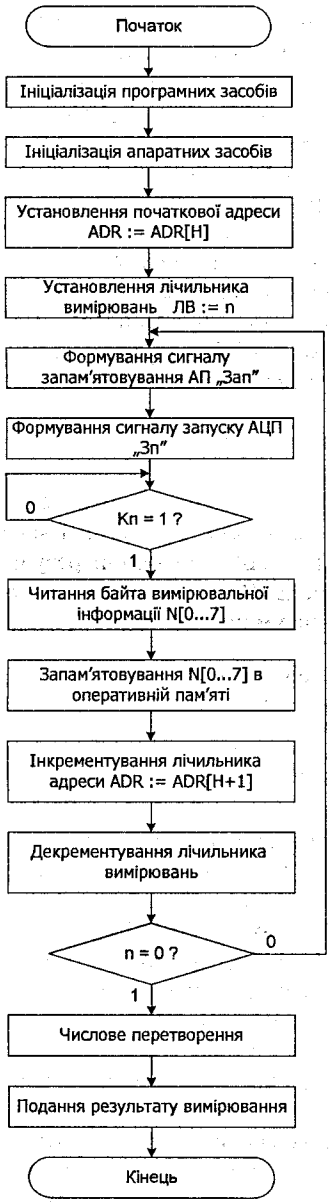

Початок
Ініціалізація програмних засобів
Ініціалізація апаратних засобів
Установлення початкової адреси ADR := ADR[H]
Установлення лічильника вимірювань ЛВ := n
Формування сигналу запам'ятовування АП „Зап"
Формування сигналу запуску АЦП „Зп"
0
Кп = 1 ?
1
Читання байта вимірювальної інформації N[0...7]
Запам'ятовування N[0...7] в оперативній пам'яті
Інкрементування лічильника адреси ADR := ADR[H+1]
Декрементування лічильника вимірювань
n = 0 ?
0
1
Числове перетворення
Подання результату вимірювання
Кінець

Рисунок 8.3

Далі встановлюють значення лічильника вимірювань ЛВ := [n] – кількість вимірювань фізичної величини.

Після виконання даних дій переходять до процесу вимірювання. Спочатку програмно-апаратно формують сигнал «Зап» – запам'ятовування, за яким аналоговий сигнал на час АЦП-перетворення запам'ятовується аналоговою пам'яттю. Після цього формується сигнал «Зп» – запуск АЦП-перетворення, за яким аналоговий сигнал в АЦП перетворюється в двійковий код. Очікування сигналу «Кп» – кінець пертворення відбувається до тих пір, поки в регістрі прапорця не з'явиться одиниця «Кп = 1». Поява цього прапорця, підтверджує завершення операції АЦП-перетворення і можливість передачі байта вимірювальної інформації N[0…7] з виходів АЦП в акумулятор числового перетворювача з подальшим запам'ятовуванням цього байта в оперативній пам'яті. Далі збільшується на одиницю адреса оперативної пам'яті ADR:=ADR[H+1], зменшується на одиницю значення лічильника вимірювань ЛВ:=[n-1] і перевіряється на нуль.

Якщо значення ЛВ = 0, то процес отримання вимірювальної інформації з виходів АЦП завершено. Результати вимірювань опрацьовують і подають на табло (монітор) остаточний результат у вигляді таблиці, графіка, числових значень. В іншому випадку процес вимірювання повторюється до виконання умови ЛВ = 0.

8.2 Вимірювальна система

Сукупність вимірювальних каналів, вимірювальних пристроїв та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної інформації про декілька фізичних величин, називають вимірювальною системою.

Оскільки поняття вимірювальної системи включає в себе поняття вимірювального каналу, вимірювальних пристроїв та інших технічних засобів, то узагальнену структурну схему вимірювальної системи (ВС) подамо у вигляді, зображеному на рис. 8.4.

В зв'язку з тим, що вимірювальна система призначена для отримання сигналів вимірювальної інформації про декілька фізичних величин, то на її вході присутній аналоговий мультиплексор МХ. На кожному вході (каналі) мультиплексора розташовані первинні вимірювальні перетворювачі неелектричних, електричних або магнітних величин в електричні величини і відповідні вимірювальні підсилювачі. Така архітектура побудови вимірювальної системи як сукупності вимірювальних каналів, потребує певних доповнень в узагальнений алгоритм роботи. Дані доповнення стосуються програмно-апаратного керування вибором вимірювального каналу.

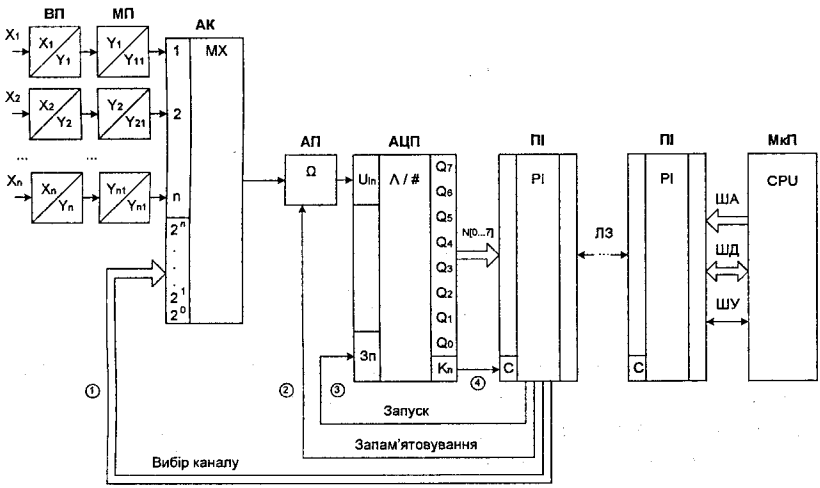


Рисунок 8.4

Послідовність основних метрологічних операцій, які виконуються у вимірювальній системі, наведена в табл. 8.2.

Таблиця 8.2 – Послідовність операцій, що виконується у вимірювальній системі

Послідовність операцій	Умовне позначення
ОВ→ВП→МП→ПР→ЧП→П→З→ОР→ЧЗ **↑** **В**	**ОВ – об'єкт вимірювання** **ВП – вимірювальне перетворення** **МП – масштабування** **В – відтворення** **ПР – порівняння** **ЧП – числове перетворення** **П – передача** **З – запам'ятовування** **ОР – обробка результатів** **ЧЗ – числове значення**

Завданням вимірювальних систем є визначення розмірів фізичних величин – параметрів об'єктів вимірювання, тобто кількісного оцінювання процесів, що відбуваються в об'єкті.

8.2.1 Різновиди вимірювальних систем

Один із можливих варіантів структури ВС наведено на рис. 8.5.

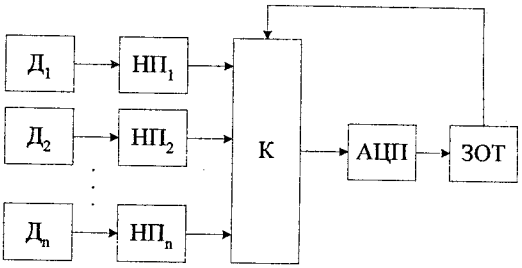


Рисунок 8.5

Залежно від швидкості змінювання вимірюваних величин система може бути з загальним АЦП (рис. 8.1) або кожен канал може містити індивідуальний АЦП (рис. 8.6). Залежно від цього використовується комутатор (К) або мультиплексор (МХ).

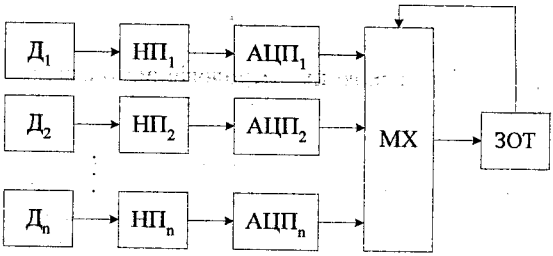


Рисунок 8.6

Особливості ІВС – це ***гнучкість*** та ***відкритість***. ІВС повинні, по можливості, бути побудовані за модульним принципом, причому це відноситься як до технічних, так і до програмних засобів. Такий підхід забезпечує гнучкість системи, що дозволяє швидко її перебудовувати під розв'язувані задачі. А для того, щоб розширити коло задач, які б можна було вирішувати при використанні системи шляхом введення нових модулів, система повинна бути відкритою. Це дозволяє продовжити термін морального старіння системи.

Класифікація ІВС наведена на рис. 8.7.

Залежно від застосованого підходу до створення ІВС розрізняють:

- ***універсальні системи*** – охоплення всього класу можливих експериментальних досліджень. Ці системи складні, потребують кваліфікованого обслуговування і мають низьку надійність;

- ***спеціалізовані системи*** – створення систем під конкретні завдання. Вони прості, швидкодіючі, але для реалізації складної задачі необхідно мати великий набір таких систем;

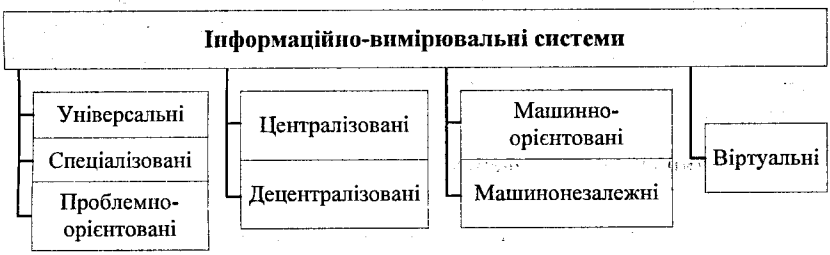


Рисунок 8.7

- ***проблемно-орієнтовані системи*** – створення ІВС для цілого класу об'єктів, які об'єднуються однаковою формою подання інформативних параметрів сигналів, діапазонів їх вимірювань і алгоритмів їх оброблення. Такі системи мають переваги універсальних і спеціалізованих систем.

За організаційною структурою системи поділяються на:

- ***централізовані.*** У таких ІВС вся первинна інформація надходить в центральний модуль, де і обробляється. Такий підхід доцільний, коли пропускна спроможність центрального модуля (з урахуванням часу на оброблення) близька до обсягів інформаційних потоків. Коли інформаційні потоки починають перевершувати пропускну спроможність, то з'являються збої, які можуть призвести до значних помилок;

- ***децентралізовані.*** Такі системи ще називаються «з розосередженим інтелектом». Чим нижчий рівень системи (ближче до об'єкта), тим більше потік інформації, але і більша спеціалізація на даному рівні. ІВС складається з кількох підсистем за кількістю об'єктів (завдань). Всі підсистеми працюють паралельно.

Централізована система має низьку вартість, а децентралізована – при тій самій швидкодії елементів забезпечує більшу продуктивність.

Залежно від щільності зв'язку із засобом обчислювальної техніки системи бувають:

- ***машинно-орієнтовані.*** Інтерфейс, а також сигнали обміну та управління «прив'язуються» до конкретного типу ЗОТ, а система розглядається як зовнішній пристрій відносно цього ЗОТ;

- ***машинонезалежні.*** Взаємодія між приладами та протокол обміну інформацією між ними здійснюються відповідно до деяких стандар-

тів, а її взаємодія з ЗОТ здійснюється за допомогою спеціального адаптера.

Останнім часом з'явились, так звані, ***віртуальні системи***, які включають в себе окремі апаратні модулі, що здійснюють перетворення сигналів, а також ЗОТ, який, крім дистанційного управління модулями, забезпечує можливість ручного керування цими модулями за рахунок виведення на екран керувальних органів, а також аналогового/цифрового відображення даних і результатів обробки.

8.3 Стандартні інтерфейси

Вся сукупність технічних засобів, що входять до складу ІВС, в загальному випадку виконується на різній елементній базі, працює в різних режимах і має своє конструктивне виконання. Тому для забезпечення взаємозв'язку технічних засобів на інформаційному, логічному, електричному і конструктивному рівні використовуються стандартні інтерфейси.

Стандартний інтерфейс – це сукупність уніфікованих апаратних, програмних та конструктивних компонентів, що реалізують зв'язок технічних засобів на різних рівнях.

В даний час не існує достатньо повної об'єктивної класифікації інтерфейсів. Частіше їх систематизують за такими ознаками (рис. 8.8).

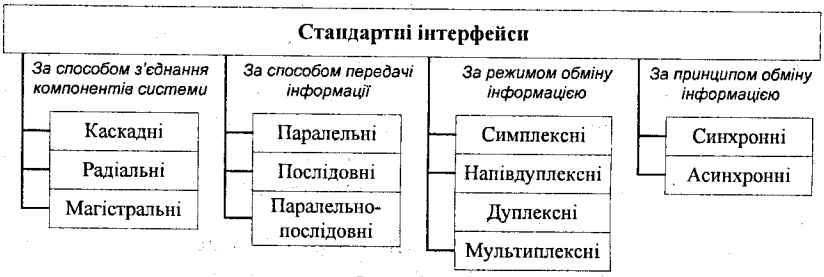


Рисунок 8.8

8.3.1 Послідовний (каскадний) системний інтерфейс (СІ-К)

Характерною особливістю каскадного інтерфейсу (рис. 8.9) є те, що вимірювальний потік передається послідовно від модуля до модуля.



Рисунок 8.9

Кожний пристрій пов'язаний не більше, ніж з двома іншими. Функціональні блоки (ФБ), які використовуються в системі, мають зовнішній вхід, а також мають сигнал, який показує, що операція вимірювального перетворення закінчена. Сигнал про закінчення виконання операції попереднім блоком використовується як сигнал запуску наступного. Для роботи всієї системи необхідний зовнішній сигнал запуску. Зважаючи на простоту такий інтерфейс використовується в підсистемах первинного збору вимірювальної інформації.

8.3.2 Радіальний системний інтерфейс (СІ-Р)

У даному інтерфейсі (рис. 8.9) кожен функціональний блок під'єднується до центрального модуля (ЦМ) за допомогою системи індивідуальних шин, кількість ліній і порядок їх розташування в якій однакові.

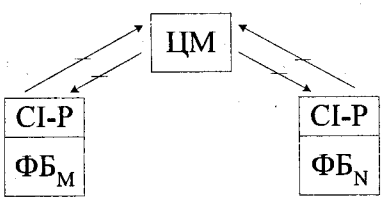


Рисунок 8.9

Кількість функціональних блоків, які можуть бути безпосередньо під'єднані до центрального модуля, визначається наявною кількістю фізичних роз'ємів. Для збільшення кількості функціональних блоків використовується подвійна адресація. Хоча ця система має підвищену надійність (оскільки вихід з робочого стану однієї з шин призведе до неробочого стану тільки одного з блоків), але обмін між блоками може відбуватися тільки через центральний модуль. Адреса функціонального блоку визначається за номером фізичного роз'єму. Це дозволяє безпосередньо

встановити джерело запиту на обслуговування. Чим менший номер цього роз'єму, тим вищий пріоритет за перериванням. При переконфігурації системи (зміні пріоритетності) немає необхідності спеціально змінювати адресу функціонального блоку, оскільки він автоматично визначається номером роз'єму.

8.3.3 Магістральний системний інтерфейс (СІ-М)

Особливістю цього інтерфейсу є наявність системи шини та ліній, об'єднаних у магістраль (рис. 8.10), доступних одночасно для всіх функціональних блоків.

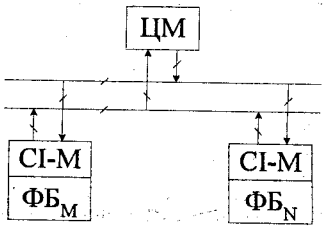


Рисунок 8.10

Суттєвим є те, що сигнали шини доступні для всіх пристроїв, але в кожний момент часу тільки два пристрої можуть обмінюватися даними між собою (1:1). Можливі, за особливих умов, також широкомовні операції (1:N) – N блоків одночасно приймають інформацію. Можливі випадки, коли частина шин магістралі використовується для ідентифікації типу сигналу, що передається по магістралі. Такий різновид магістралі називається загальною шиною. Обмін даними між функціональними блоками відбувається безпосередньо, але під керівництвом центрального модуля.

Види сигналів, які передаються по шинах:

1. Сигнали даних. Число ліній може відповідати розрядність передачі слова (паралельна передача даних). Якщо розрядність більше ніж число ліній, то використовується послідовно-паралельне передавання даних. Якщо використовується одна лінія, то реалізується послідовне передавання даних;

2. Адресні сигнали;

3. Командні сигнали (зазвичай багатопровідні);

4. Сигнали управління (однопровідні сигнали, які є похідними від командних сигналів);

5. Сигнали стану (статус-байти);

6. Сигнали оповіщення (біти).

8.4 Передавання даних в системах

З урахуванням особливостей реалізації процесів введення-виведення і специфіки різного типу периферійний пристроїв використовується програмний режим введення-виведення інформації та із прямим доступом до пам'яті (апаратне передавання даних).

Таким чином, передавання даних може здійснюватися під керуванням:

- спеціальної програми;
- спеціальних технічних засобів, що входять до складу інтерфейсу функціонального блоку.

Програмне передавання даних

Програмне передавання даних – передавання даних здійснюється під керуванням спеціальної програми. Відомі три способи його виконання.

Безумовне або пряме передавання (для синхронних периферійних пристроїв).

Основною передумовою для безумовного передавання даних є стабільність у часі, тобто співвідношення, які обумовлюють правильне функціонування блоків протягом великого проміжку часу, відомі і незмінні. У цьому випадку є гарантія, що при звертанні до функціонального блоку через певні проміжки часу він буде готовий до сприйняття та виконання команд. Перевагою такого виду передавання даних є простота обміну. Маємо на увазі, що, відповідно до алгоритму роботи системи при необхідності звертання до функціонального блоку, досить через певний проміжок часу виставити на відповідні шини магістралі адресу ФБ і команду, яку йому потрібно виконати. Недоліком є той факт, що розрахунок ведеться на максимально можливі часові співвідношення.

Умовне передавання

Виконується у 2 етапи і дозволяє синхронізувати роботу ФБ (відносно повільного) зі швидкодіючим ЦМ.

1 етап: перевірка готовності функціонального блоку до обміну.

2 етап: виконання обміну.

Обмін здійснюється за ініціативою ЦМ, він виставляє на шину адресу ФБ, який буде брати участь в обміні. ЦМ чекає до тих пір, коли цей ФБ стане готовим до обміну (рис. 8.11, а). Також можливий такий варіант, коли процесор не чекає готовності пристрою, а періодично перевіряє чи готовий він передати/прийняти дані. (рис. 8.11, б). Для підтвер-

дження готовності до інтерфейсу ФБ вводиться спеціальний пристрій, який носить назву тригер прапорця.

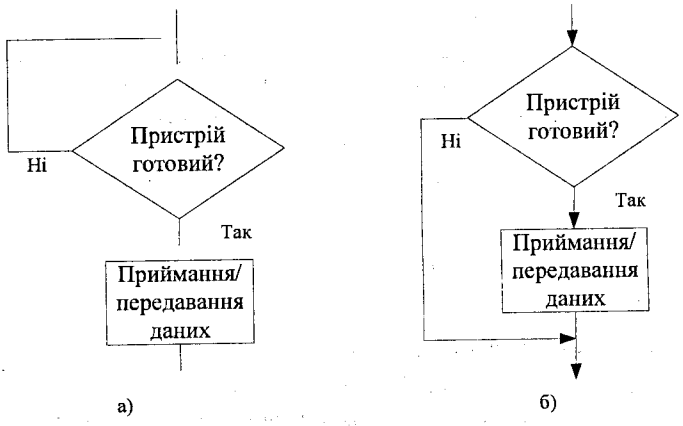


Рисунок 8.11

Передавання даних за перериванням

За допомогою передавання даних за перериванням ІВС може реалізувати завдання збору даних (вищий пріоритет для завдань, які вирішує система) та обробки і відображення результатів. На відміну від умовного передавання даних, у цьому випадку передавання здійснюється за ініціативою функціонального блоку. Коли ФБ готовий, він подає сигнал ЦМ "запит на переривання". Процесор, якщо ЦМ дозволено такий режим, завершує поточну команду і переходить до виконання приймання/передавання даних. В кінці кожного циклу роботи процесором центрального модуля перевіряється стан його входу переривання. Якщо на ньому відсутній активний сигнал, то наступний цикл ЦМ віддається для продовження обробки, коли ж присутній активний сигнал, то виконання програми знову відкладається, і відбувається оброблення переривань з урахуванням пріоритетності. Для того, щоб запам'ятати адресу у пам'яті процесора, за якою була перервана програма обробки, та зміст обчислювального пристрою на цьому етапі, можуть бути використані стекові регістри. Після завершення оброблення з переривання, зміст стекових регістрів переписується у основні регістри процесора і, так звана, «фонова програма» починає виконуватися з того місця, де вона була перервана. Для зменшення втрат часу на операції, пов'язані з записуванням і зчитуванням із стекових регістрів, при можливості краще використовувати тіньовий набір регістрів, який виконує функції основних регіс-

трів процесорів під час оброблення переривання. В цьому випадку зміст основних регістрів не змінюється, і процесор, зразу ж після завершення оброблення переривання, переходить до виконання фонової програми.

Апаратне передавання даних (прямий доступ до пам'яті)

Даний вид передавання даних забезпечує безпосереднє записування їх у пам'ять процесора під керуванням спеціальних технічних засобів, які вводяться до складу інтерфейсу функціонального блоку. До таких засобів відносяться:

- лічильник (частіше реверсивний), який має свою адресу;
- регістр адреси пам'яті, який також має свою адресу.

Програма в цьому випадку бере участь тільки у записуванні початкових даних, а в подальшому вона участі не бере. Спочатку вибирається адреса лічильника команд, а на шину даних встановлюється кількість комірок пам'яті процесора центрального модуля (ЦМ), які відведені для обміну за допомогою прямого доступу до пам'яті (канал прямого доступу до пам'яті – КПДП). Крім того, програма звертається за адресою до регістра адреси пам'яті, куди записується початкова адреса масиву пам'яті, відведеного для обміну по КПДП. У ЦМ є логічні схеми обміну по КПДП. При необхідності обміну ці схеми переводяться в активний стан, що є сигналом до обміну. Вихід регістра адреси пам'яті тримає у відкритому стані комірку, адреса якої записана в ньому. Коли ФБ має потребу в обміні, він переводить логічні схеми КПДП в активний стан і ЦМ у відповідь на сигнал запиту видає відповідний сигнал, що сприйнято запит, який реалізує три функції:

• відкриває схему збігу, що входить до складу інтерфейсу, на вхід якої підключено вихід регістра адреси пам'яті, дозволяючи тим самим здійснювати запис даних у відкриту за вказаною адресою комірку;

• зменшує вміст лічильника на 1 (веде поточний підрахунок слів обміну);

• збільшує на 1 вміст регістра адреси пам'яті, тим самим формуючи адресу наступної комірки масиву пам'яті, відведеного для обміну.

Вихід лічильника підключений до схеми збігу, на другий вхід якої подається 0, а вихід цієї схеми пов'язаний зі входом переривання ЦМ. Таким чином, коли обмін необхідною кількістю слів виконаний, на вході лічильника з'являється 0, схема збігу відкривається і на вхід переривання процесора надходить сигнал, який фіксує закінчення обміну по КПДП.

8.5 Інтерфейс каналу загального користування

Канал загального користування (КЗП) – приладовий інтерфейс, який регламентує правила обміну інформацією між окремими вузлами системи незалежно від типу засобу обчислювальної техніки, що застосовується як ЦМ системи. Будується на базі засобів вимірювальної техніки – окремих приладів, які можуть працювати як автономно, так і в складі системи. Оскільки пристрої можуть мати різні конструкції і використовувати різноманітну елементну базу, то стандарт регламентує тільки тип роз'єму для об'єднання приладів у систему, а також узгодження рівнів напруги, що відповідає логічним «0» та «1». Стандарт дозволяє без додаткових заходів об'єднати в систему до 16 приладів, що знаходяться на відстані не більше ніж 20 метрів від ЦМ. Ці прилади поділяються на:

- прилади-джерела;
- прилади-приймачі;
- прилади джерела-приймачі;
- контролер.

Даний стандарт базується на магістральному інтерфейсі, до складу якого входять 3 шини з загальною кількість ліній 24 (16 інформаційних, а 8 мають нульовий потенціал).

Магістраль поділяється на три шини.

ШД (шина даних). Містить 8 ліній (ЛД0-ЛД7), по яких передаються дані, командні сигнали, сигнали про стан. Для забезпечення захищеності від завад, лінії даної шини, спільно з 8 лініями, які мають нульовий потенціал, утворюють кручені пари. У вихідному стані для підвищення завадостійкості на ШД схемним шляхом задається рівень логічної «1».

ШС (шина синхронізації). Містить 3 лінії, які забезпечують синхронізацію при обміні по ШД, погоджуючи тим самим різні швидкодії приладів, що беруть участь в обміні, коли може бути декілька приладів-приймачів і тільки один прилад-джерело. До початку обміну контролер вказує адресу приладу, який виконує функції джерела, та адресу (адреси) приладу, що буде мати функції приймача. Зміна конфігурації системи відповідно до алгоритму роботи системи здійснюється теж під керівництвом контролера. У даному стандарті передбачено, що обмін даними здійснюється за ініціативою приладу-приймача при наявності сигналу про його готовність приймати інформацію.

Перша лінія НГП – не готовий до прийому (NRFD – Not Ready For Data). На цю лінію приймач виставляє сигнал про свій поточний стан. Використовується активний сигнал логічного «0». Приймати дані можуть одразу декілька приладів і вони всі повинні підтвердити свою го-

товність до прийому, тобто повинна бути реалізована логічна функція збігу. Лінія ГНП буде знаходиться в «нульовому» стані до тих пір, поки не буде готовий до прийому найповільніший із приладів. Коли згідно з поточним алгоритмом роботи системи всі прилади будуть готові до приймання, на НГП встановиться рівень напруги, що відповідає логічній «1».

Друга лінія СД – супровід даних (DAV – Data Valid). Ця лінія управляє джерелом, а наявність «1» свідчить про те, що дані виставлені на ШД, тобто вони дійсні і їх можна приймати.

Третя лінія НДП – немає даних прийнятих (NDAC – No Data Accepted). Ця лінія зв'язана з приладами-приймачами, і, аналогічно лінії НГП, реалізує схемним шляхом логічну функцію збігу. Тут також використовується режим активного «0». На лінії встановиться логічна «1» тільки тоді, коли найповільніший приймач закінчить приймання. Така синхронізація обміну носить назву «рукостискання».

ШУ (шина управління). Містить 5 ліній, які управляють обміном даних, командними, керуючими сигналами та сигналами оповіщення.

- **Лінія УП** – управління (ATN – attention). Цієї лінією управляє контролер, вона є основною, і, коли на ній присутній сигнал, всі модулі знаходяться у стані очікування і сприйняття інформації, а передає тільки контролер.
- **Лінія ЗО** – запит обслуговування (SRQ – service request). Сигнал на цій лінії з'являється у випадку, коли хоча б один із приладів потребує додаткової інформації або працює в нештатному режимі. Усі прилади рівноправні відносно цієї лінії. Наявність сигналу на цій лінії переводить систему у режим пошуку джерел(а) запиту.
- **Лінія ДУ** – дистанційне управління (REM – remote enable). Прилади системного управління завжди мають два режими: якщо сигнал на ДУ відсутній, то керуються прилади за допомогою клавіатури (ручне керування). При наявності сигналу керування, що йде з шини, ручне керування заблоковано.
- **Лінія ОІ** – очищення інтерфейсу (IFC – interface clear). При появі сигналу на цій лінії система переходить в початковий (вихідний) стан.
- **П'ята лінія КП** – кінець передавання (EOI – end or identify). Сигнал на цій лінії означає, що передається останнє слово у багатобайтовому повідомленні. Одночасна поява сигналів на лініях КП і УП є свідоцтвом того, що здійснюється ідентифікація у режимі паралельного опитування.

Повідомлення, що передаються по шині даних

ШД використовується для передавання командних сигналів, адресних сигналів та сигналів оповіщення. Для ідентифікації повідомлень, що передаються по ШД, служать лінії ЛД6 та ЛД5. При передаванні командних повідомлень на ці лінії виставляють «0». Оскільки команди бувають універсальні та адресні, то додатково використовується лінія ЛД4 (ЛД4 = 1 для універсальних команд, ЛД4 = 0 для адресних). Перелік командних повідомлень табл. 8.3.

Таблиця 8.3 – Перелік командних повідомлень

Коментарій	ЛД6	ЛД5	ЛД4	ЛД3	ЛД2	ЛД1	ЛД0
Універсальні команди	0	0	1	Командні повідомлення			
Адресні команди			0				
Передавання адреси приймача	0	1	Адреса приймача				
Розконфігурування (немає приймача)			1	1	1	1	1
Передавання адреси джерела	1	0	Адреса джерела				
Переконфігурування (немає джерела)			1	1	1	1	1
Розширення первинної команди	1	1	Вторинна команда				

Універсальні команди сприймаються усіма приладами, для цього використовуються лінії ЛД3-ЛД0. При передаванні універсальних команд на лінію УП виставляється сигнал. Приклад універсальних команд:

- відкривання послідовного опитування (SPE);
- закривання послідовного опитування (SPD);
- змінення конфігурації паралельного опитування (PPU).

Для реалізації алгоритму роботи системи на кожному циклі за необхідності контролер вказує, який з пристроїв буде джерелом, а який приймачем. Для цього, при наявності сигналів на лінії УП, контролер на лініях ЛД6 та ЛД5 виставляє відповідно до табл. 8.2 кодову комбінацію, а на лініях ЛД4-ЛД0 – адресу пристрою, який буде виконувати функцію джерела або приймача. Таким чином можна безпосередньо задавати 31 адресу. Адреса 11111 не використовується, при звертанні за цією адресою прилади, які відповідно до алгоритму роботи системи виконували функцію джерела або приймача, перестають бути ними. Якщо використовувати вторинні команди, то можна задати 961 адресу, тобто система може мати в своєму складі до 961 пристрою.

Організація послідовного опитування

Послідовне опитування здійснюється за ініціативою приладу. Коли він потребує додаткової інформації або з якої-небудь причини не може виконати приписану йому функцію, то на лінію ЗО (запит обслуговування) ШУ виставляє сигнал запиту. Контролер при наявності сигналу на лінії ЗО виставляє сигнал на лінію УП та універсальну команду на ШД – «відкривання послідовного опитування». При цьому усі прилади переводяться у режим очікування інформації від контролера. Потім на ШД виставляється адреса передбачуваного джерела запиту. У відповідь прилад, до якого адресується контролер, виставляє на ШД статус-байт.

Якщо на ЛД5 = 1, то це свідчить про те, що даний прилад виставив сигнал запиту. Інші біти цього байту свідчать про «потреби» приладу. Після аналізу статус-байта контролер надсилає приладу-замовнику необхідну йому інформацію, після чого той знімає з лінії ЗО сигнал запиту.

Якщо ж ЛД5 = 0, то контролер переходить до наступного можливого джерела запиту. Можливий одночасний запит на обслуговування від декількох приладів. Виявивши всі джерела запиту і, згідно з пріоритетом, надіславши їм потрібну інформацію, контролер посилає універсальну команду ЗПО – «закриття послідовного опитування», знімає сигнал з лінії УП, і система переходить до виконання поточного кроку алгоритму, де він був перерваний.

Організація паралельного опитування

У цьому випадку запит про стан здійснюється за ініціативою контролера. До початку роботи системи контролер, при наявності на лінії УП сигналу, передає на ШД адресовану команду «задання конфігурації паралельного опитування», а потім у вторинній команді «зміст паралельного опитування даного пристрою» вказується, по якій лінії ШД адресований прилад повинен сповіщати про свій стан при паралельному опитуванні. Це може бути, наприклад, сигнал аварійного стану, повідомлення про завершення якогось процесу. За кожною лінією ШД закріплений відповідний прилад, тому при паралельному опитуванні можна одночасно встановити стан восьми приладів. Для цього контролер виставляє одночасно сигнал на лінії УП та КП, реалізувавши інтерфейсну функцію «паралельне опитування».

Алгоритм обміну даними

Прилад-джерело підготовлює байт даних і перевіряє стан ліній НГП та НДП, наявність сигналу на яких вказує на готовність приладів-приймачів до сприйняття байту даних. Переконавшись у готовності приймачів, прилад-джерело виставляє дані на ШД, а потім, з часовою затримкою на перехідні процеси у ШД, виставляє сигнал на лінію СД, підтверджуючи, що дані дійсні і їх можна приймати.

Як тільки на лінії СД з'являється сигнал, приймачі починають зі своєю швидкодією приймати дані, виставляючи на лінію НГП активний «0», який вказує, що вони зайняті прийманням даних. З прийняттям даних прилад виставляє сигнал логічної «1» на лінію НДП, але на цій лінії з'явиться сигнал підтвердження приймання тільки тоді, коли найповільніший прилад закінчить прийняття даних.

Коли на лінії НДП з'являється сигнал підтвердження приймання, джерело знімає сигнал з лінії СД, показуючи, що дані недійсні. Після цього прилади-приймачі зі своєю швидкістю виставляють сигнал підтвердження готовності до приймання наступного байта. На лінії НГП з'явиться сигнал тільки після готовності до приймання найповільнішого з приладів. У відповідь прилад-джерело виставляє на ШД наступний байт.

8.6 Стандартні інтерфейси, що використовуються у сучасній вимірювальній техніці

Варіанти з'єднань компонентів у вимірювальних приладах та системах можуть бути дуже різноманітними. Для того, щоб кожного разу не вирішувати проблеми сумісності двох пристроїв за типом використовуваних роз'ємів, за протоколом обміну інформацією, за керувальним сигналом, за логічними рівнями всіх сигналів і т. д., були розроблені стандартні інтерфейси, як для паралельного, так і для послідовного передавання даних. У документації на стандартні інтерфейси регламентується і програмна, і апаратна частини інтерфейсів, зафіксовані електричні і механічні з'єднання між пристроями, формати даних і команд. Інтерфейси зазвичай виготовляються у вигляді друкованих плат, призначених для вставляння в плоскі з'єднувачі («слоти») процесорної системи, за якими розведені доріжками на платі сигнали системної шини і напруги живлення. Кожна системна шина розрахована на плати деякого стандартного розміру (або розмірів). Кожна плата, залежно від типу шини, для якої вона призначена, має вздовж одного краю від 50 до 300 сполучень або у формі позолочених друкованих ламелів, або у вигляді багатоштиркових з'єднань, припаяних до плати. Для з'єднання інтерфейсу з платою АЦП зазвичай використовується гнучкий стрічковий кабель, причому передбачаються заходи для зниження рівня перехресних перешкод на сигнальних та стробувальних лініях. Один із способів полягає в заземленні кожної другої лінії в кабелі, інший припускає використання гнучкого кабелю, скріпленого з гнучкою металевою заземленою підкладкою, яка зменшує індуктивність і перешкоди, і в той же час забезпечує майже постійний імпеданс кабелю. Для обох конструкцій

є багатоконтактні «кінцеві заземлювачі», які підключаються до кабелю шляхом обтиску. Може також використовуватися кабель, зроблений з багатьох кручених пар, кожна з яких містить одну сигнальну і одну заземлену лінію.

Нестандартні інтерфейси краще виконувати в такий же спосіб або шляхом розробки для них друкованих плат, або шляхом використання однієї з універсальних інтерфейсних плат, які мають місця для підключення мікросхем і інших компонентів. Деякі плати містять вбудовані схеми для взаємодії з системною шиною, включаючи обслуговування переривань і навіть прямий доступ до пам'яті (ПДП).

8.6.1 Системні шини для підключення інтерфейсних плат периферійних пристроїв

Наведемо короткий опис найбільш поширених системних шин, що використовуються для підключення інтерфейсних плат периферійних пристроїв.

Системна шина IBM PC

Ця шина складається з таких сигнальних ліній:

• **A0-A19** – шина адреси. Має два стани. Всі 20 розрядів використовуються для адресації пам'яті (спільно з сигналами MEMRD і MEMWR, які відіграють роль строб-сигналів). Для адресації введення/виведення використовуються тільки 16 молодших розрядів.

• **D0-D7** – шина даних. Має три стани, двонаправлена. Дані виставляються при записуванні в пам'ять або в порт введення/виводу, в тому числі і в режимі ПДП.

• **IORD, IOWR, MEMRD, MEMWR** – строб-сигнали читання/записування під час роботи з пристроями введення/виведення і пам'яттю.

• **AEN** – дозвіл адреси. Виробляється процесором під час циклів ПДП.

• **IRQ2-IRQ7** – лінії запиту переривання. Виробляються пристроєм, запитують переривання. IRQ2 має найвищий, а IRQ7 – найнижчий пріоритет.

• **RESET DRV** – передустановлення драйвера. Використовується для попереднього встановлення пристрою введення/виведення в початковий стан.

• **DRQ1-DRQ3** – лінії запиту ПДП. Виробляється пристроєм введення/виведення, який запитує канал ПДП. DRQ1 має найвищий, а DRQ3 – найнижчий пріоритет.

• **ALE** – дозвіл фіксації адреси. Звичайно при проектуванні введення/виведення ігнорується.

• **CLK** – тактовий сигнал. Застосовується для синхронізації стану очікування при запитах введення/виведення.

• **OSC** – тактовий сигнал для синхронізації роботи кольорового дисплея.

• **T/C** – завершення передачі. Цей сигнал повідомляє порту введення/виведення про завершення передавання блоку даних в режимі ПДП.

• **I/O CH СК** – перевірка каналу введення/виведення. Використовується для того, щоб сигналізувати про стан помилки в якомусь із зовнішніх пристроїв введення/виведення.

• **I/O CH RDY** – готовність каналу введення/виведення.

• **GND, +5 VDC, -5VDC, 12 VDC, -12VDC** – земля і рівні постійних напруг живлення.

Ця магістраль сильно застаріла і зараз практично не використовується, але на її основі були розроблені наступні покоління системних шин ISA і EISA, на яких зупинимося більш докладно.

Системна шина PC/AT – розширена, але сумісна з попередньою шиною PC. Має додатковий роз'єм для додаткових 8 розрядів даних, 4 розрядів адрес та 5 ліній IRQ. В результаті 16-розрядна шина даних і вища тактова частота підняли пропускну спроможність магістралі до 5,3 Мбайт/с. Часто ця магістраль називається Industry Standard Architecture (ISA) – стандартна промислова архітектура. Характерна відмінність ISA від попередньої магістралі полягає в тому, що її тактовий сигнал не збігається з тактовим сигналом процесора. На магістралі ISA реалізований роздільний доступ до пам'яті процесорної системи і до пристроїв введення/виведення. Максимально обсяг адресної пам'яті становить 16 Мбайтів (24 адресні лінії). Максимальне адресний простір для пристроїв введення/виведення – 64 кбайти (16 адресних лінії). Магістраль підтримує радіальні переривання і ПДП. Допускається захоплення магістралі пристроєм введення/виведення. Конструктивне виконання магістралі – роз'єми, встановлені на материнській платі, всі однойменні контакти яких з'єднані між собою. Магістраль ISA має такі сигнальні лінії:

• знак «–» (мінус) перед назвою сигналу означає, що активний рівень цього сигналу – логічний нуль.

• **SA0-SA19** – фіксовані адресні розряди для передавання 20 молодших розрядів адреси пам'яті і для пристроїв введення/виведення. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **LA17-LA23** – нефіксовані адресні розряди, які використовуються для адресації пам'яті і вироблення сигналу -MEM CS. При звертанні

до пристроїв введення/виведення ці сигнали мають рівень логічного нуля. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **BALE** – сигнал стробування адресних розрядів, використовується пристроями введення/виведення для завчасної підготовки до обміну інформацією. Тип вихідних каскадів – ТТЛ.

• **-SBHE** – визначає тип циклу передавання даних восьми- або шістнадцятирозрядний, виробляється паралельно з сигналами SA0-SA19 і може розглядатися як додатковий розряд адреси. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **SD0-SD15** – розряди даних. По лініях SD0-SD7 передається молодший байт, по лініях SD8-SD15 – старший байт. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **-SMEMR, -MEMR** – строби читання даних з пам'яті. Сигнал -SMEMR виробляється тільки при звертанні до адрес, що не перевищує FFFFF (в межах 1 Мбайта). Сигнал -MEMR – при звертанні до всіх адрес. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **-SMEMW, -MEMW** – строби записування даних в пам'ять. Тип вихідних каскадів – три стани.

• **-IOR** – строб читання даних з пристроїв введення/виведення. Пристрій введення/виведення повинен виставляти свої дані при активізації цього сигналу і видаляти їх при його зняття. Тип вихідного каскаду – три стани.

• **-IOW** – строб записування даних на пристрій введення/виведення. Тип вихідного каскаду – три стани.

• **-MEM CS16** – сигнал виставляється пам'яттю, якщо вона має шістнадцятирозрядну організацію. Тип вихідного каскаду – відкритий колектор.

• **-I/O CS16** – сигнал виставляється пристроєм введення/виведення, якщо він має шістнадцятирозрядну організацію. Тип вихідного каскаду – відкритий колектор.

• **I/O CH RDY** – готовність каналу введення/виведення. Сигнал знімається пристроєм введення/виведення за переднім фронтом -IOR, -IOW, якщо він не встигає виконати відповідну операцію в потрібному темпі. Тип вихідного сигналу – відкритий колектор.

• **-I/O CHCK** – перевірка каналу введення/виведення – сигнал виробляється пристроєм введення/виведення при фатальній помилці.

• **-OWS** – виставляється при проведенні циклу обміну без вставлення такту очікування. Тип вихідного каскаду – відкритий колектор.

• **-REFRESH** – виставляється процесором для інформування всіх пристроїв про виконання циклів регенерації динамічної пам'яті. Тип вихідного каскаду – відкритий колектор.

• **-RESET DRV** – сигнал скидання в початковий стан усіх пристроїв на магістралі. Тип вихідного каскаду – ТТЛ.

• **SYSCLK** – сигнал системного тактового генератора. Тип вихідного каскаду – три стани.

• **OSC** – несинхронізований з SYSCLK сигнал кварцового генератора з частотою 14,31818 МГц. Тип вхідного каскаду – ТТЛ.

• **IRQ** – сигнали запиту радіальних переривань. Запит – позитивний перепад на відповідній лінії IRQ. Сигнал повинен утримуватися до початку оброблення процесором запитаного переривання. Тип вихідного сигналу – ТТЛ.

• **DRQ** – сигнали запитів ПДП. Запитом є позитивний перепад на відповідній лінії DRQ. Сигнал повинен утримуватися до отримання сигналу у відповідь –DACK з тим же номером. Тип вихідного каскаду – ТТЛ.

• **-DACK** – підтвердження ПДП. Виробляється у відповідь на відповідний сигнал DRQ у випадку, якщо ПДП надано цим каналом. Утримується до закінчення ПДП. Тип вихідного каскаду – ТТЛ.

• **AEN** – дозвіл адреси, використовується в режимі ПДП. Тип вихідного каскаду – ТТЛ.

• **T/C** – закінчення передавання. Встановлюється в режимі ПДП тоді, коли з поточного каналу ПДП закінчено лічбу циклів пересилань даних. Тип вихідного каскаду – ТТЛ.

• **-MASTER** – використовується платою розширення для захоплення магістралі. Спочатку виставляється DRQ, отримавши у відповідь сигнал -DACK, встановлюється сигнал -MASTER. Після чого можна засоби масової інформації. Тип вихідного каскаду – відкритий колектор.

Системна шина EISA – розширена стандартна промислова архітектура. Шина EISA підтримує 32-розрядне передавання даних з максимальною швидкістю передачі 33 Мбайт/с, 32-розрядну адресацію пам'яті, декілька провідних магістралей, програмовані переривання за рівнем або перепадом, а також автоматичне конфігурування плати.

Розробники цієї магістралі подбали не тільки про інформаційну та електричну, а й про конструктивну сумісності з шиною ISA. Роз'єм IESA складається з двох рядів контактів, верхній для сигналів ISA, а нижній – для додаткових сигналів EISA. 32 розряди адресної шини дозволяють адресувати до чотирьох гігабайтів пам'яті. Порівняно з ISA, в EISA додано декілька нових сигналів:

• **BE0-BE3** – дозвіл байтів;

• **M/IO** – пам'ять/пристрій введення/виведення – ознака типу циклу обміну;

• **-START** – ідентифікація початку циклу магістралі;

• **-CMD** – дозвіл управління часовою діаграмою циклу магістралі;

• **-MS BURST** – ознака пакетного передавання від ведучого пристрою;

• **-SL BURST** – ознака пакетного передавання від веденого пристрою;

• **-EX32, EX16** – ознака тридцятидво- і шістнадцятирозрядних даних;

• **EXRDY** – ідентифікація закінчення циклу магістралі;

• **-MREQ k** – ознака запиту на захоплення магістралі від k-го ведучого пристрою;

• **-MACK k** – ознака дозволу на захоплення магістралі k-му ведучому пристрою;

• **D16-D31** – додаткові розряди даних;

• **LA2-LA16, LA24-LA31** – додаткові розряди адреси.

Шина PCI (Peripheral Component Interconnect bus) – шина для підключення периферійних пристроїв. Стала масово застосовуватися для Pentium-систем, але використовується і з 486-м процесором. Частота шини від 20 до 33 МГц, теоретична максимальна швидкість 132/264 Мбайт/с для 32/64 біт. У сучасних материнських платах частота на шині PCI задається як 1/2 вхідної частоти процесора, тобто при частоті 66 МГц на PCI буде 33 МГц, при 75 МГц – 37,5 МГц. Шина PCI – перша шина в архітектурі IBM PC, яка «не прив'язана» до цієї архітектури. Вона є процесорно-незалежною. Автоконфігурування пристроїв (вибір запитів переривання, каналів DMA) підтримується засобами BIOS материнської плати за образом стандарту Plug&Play. Стандарт PCI визначає для кожного слоту конфігураційний простір розміром до 256 восьмибітних регістрів, не приписаних ні до простору пам'яті, ні до простору введення-виведення. Доступ до них здійснюється за спеціальними циклами шини Configuration Read і Configuration Write, вироблюваними контролером при звертанні процесора до регістрів контролера шини PCI, розташованих в його просторі введення-виведення.

На PCI визначені два основних види пристроїв – ініціатор, тобто пристрій, що одержав від арбітра шини дозвіл на захоплення її та пристрій призначення, мета (target), з якою ініціатором виконується цикл обміну даними.

Сигнали шини PCI:

• **AD0-AD31** – мультиплексована шина адреси/даних. Адреса передається за сигналом -FRAME, в подальших тактах передаються дані;

• **-C/BE0-BE3** – команда/дозвіл звертання до байтів. Команда, яка визначає тип чергового циклу шини (читання-записування пам'яті, введення/виведення або читання/записування конфігурації, підтвердження

переривання та інші) задається чотирибітовим кодом у фазі адреси за сигналом -FRAME;

- **-FRAME** – передавання даних;
- **-DEVSEL** – вибір ініціатором пристрою призначення;
- **-IRDY** – готовність ініціатора до обміну даними;
- **-TRDY** – готовність пристрою призначення до обміну даними;
- **-STOP** – запит пристрою призначення до ініціатора на зупинення поточної транзакції;
- **-LOCK** – використовується для встановлення, обслуговування та звільнення/захоплення ресурсу на PCI;
- **-REQ0-REQ3** – запит від PCI-пристрою на захоплення шини;
- **-GNT0-GNT3** – дозвіл майстру на використання шини;
- **PAR** – загальний біт парності для ліній AD і C/BE;
- **-ParityER** – сигнал про помилку за парністю (від пристрою, що її виявив);
- **-RST** – скидання всіх пристроїв;
- **IDSEL** – вибір пристрою призначення в циклах зчитування та записування конфігурації;
- **-SERR** – системна помилка, активізується будь-яким пристроєм PCI і викликає немасковане переривання процесора (NMI);
- **-REQ64** – запит на 64-бітний обмін;
- **-ASK64** – підтвердження 64-бітного обміну;
- **-INTR A, B, C, D** – лінії запитів переривання, направляються на доступні лінії IRQ BIOS комп'ютера. Запит щодо низького рівня допускає колективні використання ліній переривання;
- **Clock** – сигнал синхронізації на тактовій частоті шини;
- **Test Clock, -TSTRES, TestDO, TestDI** – сигнали для тестування адаптерів по інтерфейсу JTAG (на системній платі зазвичай не задіяні);
- **TSTMSLCT** – переведення в режим тестування.

Шина CompactPCI. cPCI являє собою варіант стандарту шини PCI. cPCI дозволяє для кожного з 20 модулів в стандартному 19-дюймовому шасі здійснювати «гарячу заміну» без переривання роботи пристрою – те, що неможливо зробити в пристроях на базі PCI. Швидкість шини cPCI становить 533 Мбіт/с.

8.6.2 Стандартний інтерфейс паралельного передавання даних (GPIB)

АЦП з паралельним портом вихідних даних може безпосередньо підключатися на системну шину процесорної системи, але в такому випадку розробник вимірювальної системи буде змушений сам писати програму-драйвер, що управляє обміном інформацією між АЦП і проце-

сором. Альтернативний шлях – використання стандартного інтерфейсу. У цьому випадку для введення даних АЦП можна скористатися стандартними програмними функціями, які надаються розробниками інтерфейсу. До того ж застосування стандартного інтерфейсу дозволяє одному пристрою керувати кількома різними приладами одночасно через одну загальну магістраль. Без цього для кожного приладу довелося б розробляти свій власний інтерфейс, причому кожний з них керувався б різними драйверами.

Для паралельного передавання даних у вимірювальних системах найчастіше використовується стандартний інтерфейс IEEE-488, який також називається інтерфейсом загального призначення GPIB. Цей інтерфейс спочатку був розроблений фірмою Hewlett Packard і називався приладовим інтерфейсом Hewlett Packard (HPIB). Магістраль інтерфейсу складається з 24 сигнальних ліній, вісім з яких – лінії заземлення, а інші розбиті на три групи. Перша група складається з восьми двонаправлених сигнальних ліній і називається шиною даних. Шина даних використовується для передавання даних і команд між різними приладами, підключеними до інтерфейсу. Друга група з п'яти сигнальних ліній є шиною загального управління інтерфейсом, по ній передаються сигнали управління та стану. Остання група з трьох ліній використовується для управління передаванням інформації по шині даних і називається шиною квитування. Прилади, що під'єднуються до інтерфейсу, можуть працювати або як приймачі, або як джерела повідомлень. Прилад в режимі приймача отримує дані з магістралі інтерфейсу, а в режимі джерела – відправляє туди свої дані. В кожнен момент часу тільки один пристрій може бути джерелом повідомлень, тоді як приймачами повідомлень можуть бути одночасно декілька пристроїв. Один з пристроїв на магістралі працює як контролер інтерфейсу. При поданні відповідної команди по шині даних можна перевести пристрій з режиму приймача в режим джерела повідомлень. Кожен пристрій, приєднаний до магістралі інтерфейсу, має свою власну адресу. Всього можна присвоїти адресу 31 пристрою. Адреси пристроїв надсилаються по шині даних у вигляді паралельного слова, що складається з семи розрядів: молодші 5 розрядів передають саму адресу, а інші два – керувальну інформацію. Якщо обидва цих керувальних розряди рівні 0, то команди розсилаються за всіма адресами; якщо шостий розряд дорівнює 1, а сьомий – 0 – прилад повинен перейти в режим приймача повідомлень; якщо шостий розряд дорівнює 0, а сьомий – 1, прилад перемикається в режим джерела повідомлень.

На шині загального управління інтерфейсом кожна сигнальна лінія виконує свою власну задачу в управлінні інформаційними потоками по магістралі інтерфейсу. Наведемо описи п'яти керувальних ліній.

1. **IFC** – «Скидання інтерфейсу». Перемикає всі пристрої, підключені до магістралі інтерфейсу в початковий стан. Встановлюється контролером.

2. **ATN** – «Увага». Вказує на те, що на шину даних виставлено повідомлення. Якщо рівень сигналу ВИСОКИЙ, виставлено дані, якщо НИЗЬКИЙ – команда. Встановлюється контролером.

3. **SRQ** – «Запит на обслуговування». З цієї лінії пристрої передають контролеру заявку на обслуговування.

4. **REN** – «Дистанційне управління». Дозволяє всім пристроям на шині приймати команди і дані. Встановлюється контролером.

5. **EOI** – «Кінець або підтвердження». Використовується або для відсилання ознаки закінчення передавання пристроєм – джерелом повідомлень, або спільно з сигналом «ATN» встановлює порядок роботи пристроїв, що надіслали заявку на обслуговування.

Якщо пристрій хоче переслати дані по магістралі інтерфейсу, він виставляє сигнал НИЗЬКОГО рівня на лінії SRQ. У відповідь на це контролер виставляє на лінії ATN сигнал ВИСОКОГО рівня, після чого пристрій, надіславши запит на обслуговування, може посилати повідомлення на шину даних.

Сигнальні лінії шини квитування використовуються для побайтного управління передаванням даних. До складу цієї шини входять такі три лінії:

1. **DAV** – «Дані готові». НИЗЬКИЙ рівень сигналу на цій лінії показує, що інформація на шині даних готова для приймання.

2. **NRFD** – «До приймання даних не готовий». ВИСОКИЙ рівень сигналу на цій лінії вказує на те, що пристрій не готовий до приймання даних.

3. **NDAC** – «Дані не прийняті». ВИСОКИЙ рівень сигналу на цій лінії показує, що приймання даних завершено успішно.

На рис. 8.12 показаний протокол обміну інформацією через інтерфейс GPIB.

Перед початком приймання даних прилади, які приймають інформацію, повинні виставити на лінії NRFD сигнал ВИСОКОГО рівня, а пристрій, що передає дані, повинен виставити сигнал НИЗЬКОГО рівня на лінії DAV. Лише за дотримання цих двох умов можлива процедура обміну інформацією. Зміна інформації на шині даних може проводитися тільки після того, як всі підпорядковані пристрої виставили на лінії NDAC сигнал ВИСОКОГО рівня.

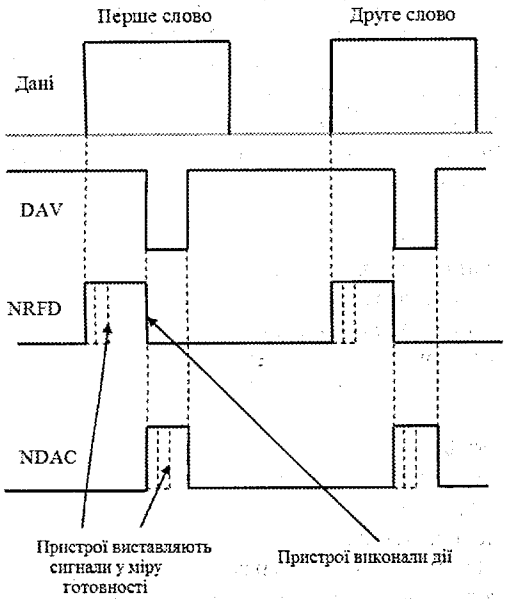


Рисунок 8.12

У шині GPIB використовується асинхронна система зв'язку, тому дані можна передавати з тією швидкістю, яка можлива при роботі з тим чи іншим пристроєм – передавачем або приймачем.

Контролер шини може виробляти й передавати підключеним до шини пристроїв команди чотирьох типів: адресовані, приймання, передавання та універсальні.

Команди приймання і передавання

Ці команди задають, який з пристроїв буде передавати або приймати дані. Останні п'ять розрядів команд приймання та передавання містять адресу пристрою, який повинен відповідно приймати або передавати дані. Команда передавання з п'ятьма молодшими розрядами в одиничному стані є командою припинення передавання (UNT), переводить всі пристрої-передавачі в неробочий стан. Аналогічна команда приймання є командою припинення приймання (UNL).

Універсальні команди. Команди цієї категорії адресуються до всіх пристроїв шини. Всього їх п'ять: LLO – блокування автономного управління; DCL – «скидання» пристроїв; PPU – скасування налаштування на паралельне опитування; SPE – дозвіл послідовного опитування; SPD – блокування послідовного опитування.

Адресовані команди. На цей тип команд реагують тільки пристрої, яким безпосередньо перед цим була передана команда приймання. Є п'ять адресованих команд: GTL – перейти в автономний режим; SDC – скидання вибраного пристрою; PPC – налаштування на паралельне опитування; GET – груповий запуск; TCT – отримання управління.

Для зв'язку інтерфейсу з прикладною програмою використовують стандартні драйвери, що встановлюються на комп'ютері. Прикладна програма в цьому випадку отримує доступ до функцій введення/виведення даних, що подаються інтерфейсом, використовуючи такі команди мов високого рівня, як INPUT, OUTPUT і т. д.

Для підключення приладів до магістралі зазвичай використовується стандартний 24-штирковий роз'єм:

Виводи 1-4, 13-16 – дані.

Вивід 5. EOI – загальне керування інтерфейсом.

Вивід 6. DAV – керування передачею даних.

Вивід 7. NRFD – керування передачею даних.

Вивід 8. NRFD – керування передачею даних.

Вивід 9. IFC – загальне керування інтерфейсом.

Вивід 10. SRQ – загальне керування інтерфейсом.

Вивід 11. ATN – загальне керування інтерфейсом.

Вивід 12. SHIELD – екран.

Вивід 17. REN – загальне керування інтерфейсом.

Вивід 18-23. GND – заземлення.

Вивід 24. GND – сигнальна земля.

Конфігурація приладів через GPIB-інтерфейс може бути або лінійною, або мати форму зірки, або являти собою комбінацію перших двох типів.

Максимальна відстань між двома приладами не повинна бути більшою 4 м, а максимальна довжина кабелю не повинна перевищувати 20 м. На одну магістраль можна підключати не більше 15 приладів. Під час роботи всі прилади повинні бути у включеному стані.

Швидкість передавання даних для сучасних GPIB інтерфейсів перевищує 1 Мбайт/с.

8.6.3 Стандартний інтерфейс послідовного передавання даних (RS-232, RS-422, RS-423, RS-449)

При передаванні даних на порівняно віддалений пристрій краще використовувати послідовний інтерфейс. До того ж послідовне передавання даних дає можливість використання комерційних систем зв'язку, наприклад телефонних мереж або стандартних каналів передавання цифрової інформації.

Існують три форми зв'язку для послідовного передавання цифрових даних:

1. *Симплексний зв'язок.* Бере участь один передавач А і один приймач В. Пристрій В не може передавати дані назад до А. Зв'язок здійснюється через одну пару проводів;

2. *Півдуплексний зв'язок.* Тут можливе двонаправлене передавання даних від А до В і від В до А. Зв'язок здійснюється по кабелю, що складається з двох або чотирьох проводів;

3. *Дуплексний зв'язок.* Тут можливе одночасне двонаправлене передавання даних від А до В і від В до А. Зв'язок здійснюється по кабелю, що складається з двох або чотирьох проводів.

Для кожної з описаних форм зв'язку необхідно, щоб пристрій (мікропроцесор) був готовий прийняти та ідентифікувати кожен набір даних, переданий передавальним пристроєм (наприклад, АЦП). Існує два способи вирішення цієї проблеми: *синхронне і асинхронне передавання.* При асинхронному передаванні кожному набору даних передує старт-біт, а після закінчення передавання – стоп-біт. Через необхідність постійної перевірки старт- і стоп-бітів, швидкість асинхронного передавання значно знижується. При синхронному передаванні передаючі і приймаючі пристрої синхронізовані один з одним за допомогою тактового сигналу на початку передавання даних, а потім кожне слово набору даних розпізнається як блок із семи або восьми бітів.

Для надійного передавання даних на відстань більше метра необхідно використовувати спеціалізовані мікросхеми лінійних формувачів і приймачів, які підключаються до лінії передач. Існує три класи стандартів послідовних інтерфейсів, встановлених Асоціацією електронної промисловості США: RS-232 (однопровідний), RS-422 (симетричний диференціальний) і RS-423 (несиметричний диференціальний).

Стандарт RS-232. Щоб забезпечити узгодження з лінією на виході формувача часто встановлюють зовнішній конденсатор, що керує швидкістю наростання сигналу, а вхід приймача для придушення відображень шунтується на землю зовнішнім резистором, величина якого дорівнює характеристичному імпедансу лінії.

Рекомендована максимальна довжина передавальної лінії в разі використання інтерфейсу RS-232 становить близько 20 м, а максимальна швидкість передавання даних – близько 20 кбодів. Цей стандарт дозволяє працювати тільки з одним приладом.

Стандарт RS-422. Цей стандарт характеризується найбільшим запасом завадостійкості, можливістю роботи з довгими лініями передач і швидкостями обміну даними, що перевищують можливості інтерфейсу RS-232. Симетричний диференціальний формувач має два виходи. Один з виходів є буферизованим еквівалентом входу формувача, тоді як інший є його доповненням. Пара скручених проводів з'єднує два цих виходи з двома входами приймача (диференціальний вхід). Оскільки обидва переданих сигнали однаково піддаються впливу синфазних перешкод, останні усуваються завдяки диференціальному входу приймача.

Допускаються довжина лінії до 1500 м і швидкість передачі даних до 10 Мбод. Цей стандарт дозволяє працювати вже з 10 приладами одночасно. Продовження цього стандарту – RS-485, тут число приладів збільшено до 32.

Стандарт RS-423. Єдина відмінність несиметричного диференціального інтерфейсу від симетричного полягає в тому, що перший зворотний провід заземлення є спільним для кількох сигнальних кіл. Такий інтерфейс допускає довжину ліній передачі до 1300 м і швидкість передавання даних до 100 кбод.

Стандарт RS-449. Це більш пізній стандарт, що має поліпшені характеристики щодо швидкості і відстані передавання.

Оскільки у інтерфейсу RS-232 рівень логічної одиниці становить -12 В, а рівень логічного нуля +12 В, то для узгодження з пристроями, що мають ТТЛ-логіку, необхідно використовувати спеціальні мікросхеми для узгодження логічних рівнів сигналів. Наприклад, для перетворення сигналів ТТЛ в сигнали для RS-232 можна застосувати мікросхему МС1488, для перетворення рівнів RS-232 в ТТЛ рівні – МС1489.

Стандартний інтерфейс RS-232 використовує 25-контактний роз'єм з таким призначенням ліній.

Вивід 1. **FG** – захисне заземлення з'єднує між собою корпуси приладів з метою запобігання накопичення статичного заряду.

Вивід 2. **-TxD** – передані дані.

Вивід 3. **-RxD** – прийняті дані.

Вивід 4. **RTS** – запит передавального пристрою на відправлення повідомлення.

Вивід 5. **CTS** – «скидання» передавального пристрою. Використовується приймачем для інформування передавача про готовність до прийому даних.

Вивід 6. **DSR** – готовність обладнання до передавання даних, що використовуються для задання режиму модема.

Вивід 7. **SG** – сигнальне заземлення, нульовий провід.

Вивід 8. **DCD** – виявлення несучої сигналу. Інформує передавач про те, що каналом можна користуватися.

Вивід 9, 11, 18, 25 зарезервовані для інтерфейсу типу «струмова петля», який не входить до складу стандарту RS-232.

Вивід 12. **SDCD** – виявлення несучої додаткового сигналу.

Вивід 13. **SCTS** – «скидання» додаткового передавального пристрою.

Вивід 14. **STD** – передані дані з додаткової лінії.

Вивід 15. **TC** – синхронізація переданого сигналу.

Вивід 16. **SRD** – прийняті дані з додаткової лінії.

Вивід 17. **RC** – синхронізація сигналу.

Вивід 19. **SRTS** – запит на відсилання повідомлення з додаткової лінії.

Вивід 20. **DTR** – готовність вихідних даних. Вказує на можливість зв'язку.

Вивід 21. **SQ** – дистанційне управління/детектор якості сигналу.

Вивід 22. **RI** – покажчик дзвінків.

Вивід 23. Селектор швидкості передавання даних.

Вивід 24. Не задіяний.

Існує кілька варіантів протоколів обміну через послідовний інтерфейс. Найчастіше використовується асинхронний протокол. У цьому випадку один з пристроїв (зазвичай мікропроцесор) є ведучим, а інші підключені пристрої – веденими. Коли ведучий пристрій відсилає повідомлення, всі інші пристрої приймають його, визначають, призначене воно для них чи ні. Якщо так, вони діють відповідно до нього. Наведемо приклад команди установлення на ЦАП напруги 6 В:

 # (ознака початку повідомлення) 01 (адреса ЦАП) 10000 (значення напруги) \ r (ознака кінця)

Більшість виробників приладів з послідовним інтерфейсом розробляють свої власні протоколи обміну і постачають їх у формі стандартних функцій, написаних мовами високого рівня. Це гарний стимул для розробників вимірювальних систем вбудовувати ці функції у свої власні програми оброблення даних, хоча безумовно це найбільш універсальний підхід. Але в даний час такі пакети програм, як LabView, BridgeView і т. д., мають прикладні інструментальні бібліотеки для роботи в діалоговому режимі з більшістю вимірювальних пристроїв, що серійно випускаються та обладнані паралельним або послідовним інтерфейсом.

8.6.4 Приладова шина USB

Шина USB (Universal Serial Bus – універсальна послідовна шина) з'явилася за комп'ютерними мірками досить давно – версія першого затвердженого варіанта стандарту з'явилася 15 січня 1996 року. Розробка стандарту була ініційована дуже авторитетними фірмами – Intel, DEC, IBM, NEC, Northen Telecom і Compaq.

Основна мета стандарту, поставлена перед його розробниками, – створити реальну можливість користувачам працювати в режимі Plug&Play з периферійними пристроями. Це означає, що повинно бути передбачено підключення пристрою до працюючого комп'ютера, автоматичне розпізнавання його негайно після підключення та подальше установлення відповідних драйверів. Крім цього, бажано живлення малопотужних пристроїв подавати з самої шини. Швидкість шини повинна

бути достатньою для переважної більшості периферійних пристроїв. Попутно вирішується історична проблема нестачі ресурсів на внутрішніх шинах IBM PC-сумісного комп'ютера – контролер USB займає тільки одне переривання незалежно від кількості підключених до шини пристроїв.

Можливості шини USB випливають з її технічних характеристик:

- Висока швидкість обміну – 12 Мбіт/с.
- Максимальна довжина кабелю для високої швидкості обміну – 5м.
- Максимальна довжина кабелю для низької швидкості обміну – 3м.
- Максимальна кількість підключених пристроїв (враховуючи концентратори) – 127.
- Можливе підключення пристроїв з різними швидкостями обміну.
- Напруга живлення для периферійних пристроїв – 5 В.
- Максимальний струм споживання на один пристрій – 500 мА (це не означає, що через USB можна живити пристрої з загальним струмом споживання 127×500 мА = 63,5 А).

Інтерфейсна шина MXI

Ця стандартна інтерфейсна шина використовується для з'єднання приладів для забезпечення швидкодіючого обміну інформацією між ними. Шина MXI має 32 розряди і дозволяє поєднувати до 8 приладів. Швидкодія шини забезпечується апаратною підтримкою розподілення пам'яті, що значно скорочує процедуру обміну даними. У результаті цього всі прилади, об'єднані шиною MXI, можуть безпосередньо зв'язуватися один з одним, виконуючи прості команди читання/записування за заздалегідь визначеними адресами. Роз'єм шини MXI-1 схожий на роз'єм GPIB, тоді як роз'єм MXI-2 значно від нього відрізняється, він складається з 144 виводів. Крім виводів під 32-розрядні дані, він містить виводи для погодження з VXI-крейтом: наприклад, для підключення ліній зовнішнього запуску, ліній переривань, системних годинників і т. д. Як MXI-1, так і MXI-2 може мати довжину кабелю до 20 м.

Протокол MICROWIRE

Протокол Microwire забезпечує передавання даних зі швидкістю до 1 Мбіт/с. В одному пакеті передається шістнадцять бітів даних.

На рис. 8.13 показана форма сигналів при читанні 16 бітів даних. Після вибору мікросхеми і відсилання старт-біта передається 8-розрядна команда (позначена як «OP1», «OP2», «A5»-«A0» на рис. 8.13), потім передається 16-розрядна адреса (її наявність не є обов'язковою) і 16 бітів даних.

При максимальній швидкості передачі 1 Мбіт/с тактовий сигнал змінюється кожні 500 нс. Передані біти повинні видаватися на лінію за

100 нс до надходження переднього фронту тактового сигналу. Читання даних повинно відбуватися за 100 нс до надходження заднього фронту тактового сигналу. Хоча ці вимоги виконуються більшістю пристроїв, необхідно переконатися, що пристрій, з яким здійснюється зв'язок, відповідає даним умовам.

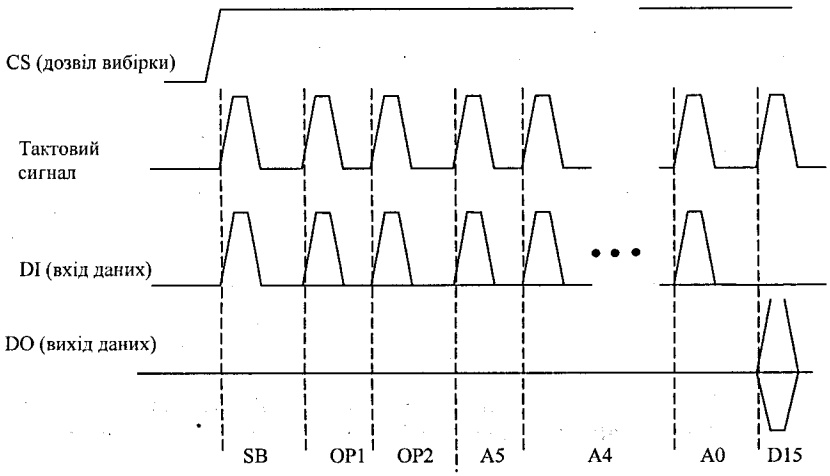


Рисунок 8.13

Протокол SPI

Протокол SPI (рис. 8.14) схожий на протокол Microwire, але має кілька відмінностей:

- SPI здатен передавати дані зі швидкістю до 3 Мбіт/с;
- розрядність даних у SPI пакеті дорівнює 8 бітів;
- передавач у SPI має можливість призупинити передавання даних;
- дані в SPI можуть передаватися у вигляді безлічі байтів, що називаються «блок» чи «сторінка».

Як і в протоколі Microwire, у SPI спочатку передається байт, що містить команду для приймального пристрою. Потім йде необов'язкова 16-розрядна адреса, далі передаються 8-розрядні дані. Як було зазначено вище, протокол SPI дозволяє передавати кілька байтів.

У протоколі SPI використовується симетричний тактовий сигнал, що має однакову тривалість високого і низького рівня. Вихідні дані повинні бути видані на лінію принаймні за 30 нс до надходження перед-

нього фронту тактового сигналу, а зчитування повинно відбуватися за 30 нс до надходження заднього фронту.

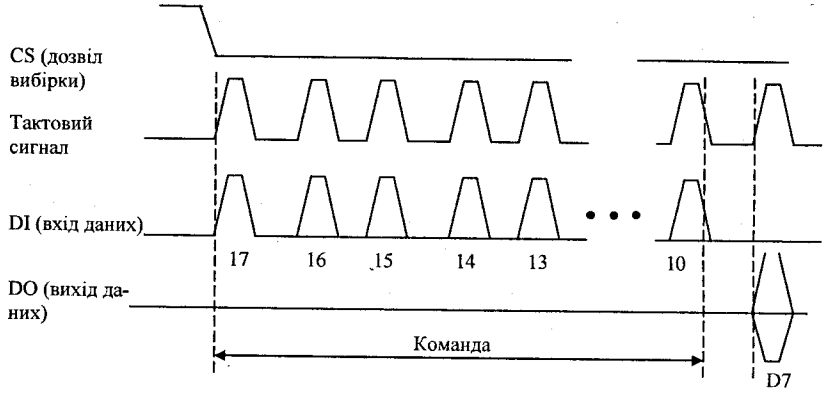


Рисунок 8.14

При реалізації протоколів Microwire чи SPI можна спростити схему з'єднання, якщо під'єднати вхід DI і вихід DO до однієї лінії (рис. 8.15).

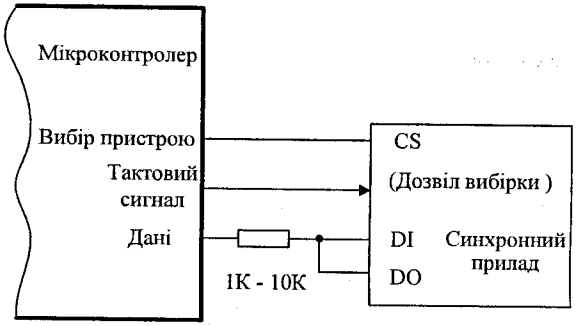


Рисунок 8.15 – Під'єднання входу "DI" та виходу "DO" до однієї лінії

При такому способі з'єднання мікроконтролер повинен вимкнути свій вихідний драйвер, коли закінчить послідовне передавання даних. Після цього він може приймати дані, що надходять від іншого пристрою. Резистор між виводами даних слугує для обмеження струму в тих випа-

дках, коли і мікроконтролер, і периферійний пристрій видають дані на лінію зв'язку.

8.6.5 Інтерфейси мережі

Коли термін «мережа» вживається стосовно мікроконтролерів, то мають на увазі шини, що використовуються для під'єднання додаткових пристроїв і для забезпечення зв'язку між мікроконтролерами. У такий спосіб мережа мікроконтролерів відрізняється від локальної мережі, такої як «Ethernet», що ймовірно приходить на думку при слові «мережа».

Існує безліч стандартів (до числа яких входять описані вище Microwire і SPI), що можуть привести до здивування з приводу того, що є і що не є мережею. Далі під мікроконтролерною мережею будемо розуміти окрему лінію зв'язку (провід) і безліч під'єднаних до неї пристроїв, що можуть ініціювати передавання повідомлень і посилати відповідний відгук на отримане повідомлення.

У таких мережах є ведучий («master») – інтелектуальний пристрій, що може ініціювати передавання даних. Пристрої, що відповідають на запити, але не можуть їх ініціювати, називаються – ведені («slaves»). Мікроконтролерна мережа може мати декілька ведучих пристроїв, у цьому випадку мережний протокол потребує увімкнення схеми арбітражу, що дозволить різним «ведучим» пристроям передавати дані, не порушуючи інших повідомлень.

Звичайно, в мікроконтролерній мережі передається відносно мало даних, тому необхідна для них пропускна здатність дуже скромна порівняно з мережею «Ethernet». Часто мікроконтролерна мережа має пропускну здатність порядку декількох байтів за секунду, тоді як мережа персональних комп'ютерів може передавати декілька мегабайтів за секунду.

Протокол I^2C

Найбільш популярний протокол для мережі мікроконтролерів – I^2C, що призначений для зв'язку пристроїв у багатопроцесорних системах. Цей стандарт був розроблений компанією Philips наприкінці 70-х років як метод реалізації інтерфейсу між мікропроцесорами і периферійними пристроями, що не потребує прокладання численних ліній для передавання між пристроями всіх розрядів адреси, даних і сигналів керування. Протокол I^2C дозволяє розділяти мережні ресурси між декількома ведучими процесорами («multimastering»).

Шина I^2C містить дві лінії: лінія SDA, що слугує для передавання даних, і лінія SCL, по якій передається синхросигнал, використовуваний для стробування даних. Обидві лінії під'єднані через резистори до шини живлення («підтягнуті» до високого рівня потенціалу), що дозволяє декільком пристроям керувати їхнім станом шляхом з'єднання за схемою

«монтажне І». Шина I^2C для керування стереосистемою може мати вигляд, показаний на рис. 8.16.

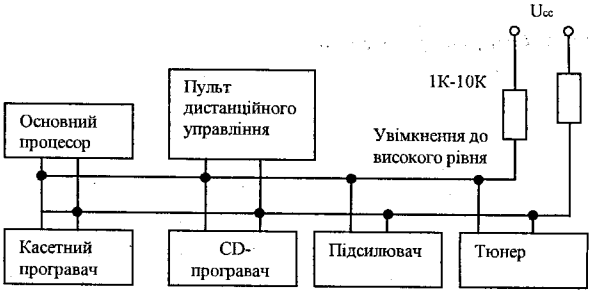


Рисунок 8.16 – Приклад I^2C інтерфейсу мережі

Двопровідна лінія використовується для визначення початку передавання даних, а також для передавання самих даних. Щоб почати передавання даних, шина переводиться в стартовий стан. При відсутності переданих даних шина знаходиться в стані (пасивному) очікування («idle»). При цьому на обидві лінії сигнали не надходять, і на них встановлений високий рівень сигналу (потенціал U_{cc}). Щоб ініціювати передавання даних, ведучий пристрій запитує керування шиною, установлює низький рівень спочатку на лінії SDA, а потім на лінії SCL (стартовий стан). У процесі пересилання даних такий стан шини є неробочим, тому що приймання переданих даних виконується тільки при високому (активному) рівні синхросигналу на лінії SCL. Щоб закінчити передавання даних виконуються зворотні дії: на лінії SCL встановлюється високий рівень сигналу, а потім у такий же стан переводиться лінія даних SDA (рис. 8.17).

Дані передаються синхронним способом, причому першим відсилається старший біт (рис. 8.18).

Після передачі 8 бітів ведучий пристрій переводить лінію даних у "0" стан очікування підтвердження приймання даних від веденого пристрою. Таким підтвердженням є встановлення веденим пристроєм низького рівня сигналу на лінії SDA. Після біта підтвердження на обох лініях встановлюється низький рівень. Потім виконується пересилання наступного байта або шина переводиться до стану кінця передавання. Це означає, що передавання завершено, і приймач може готуватися до наступного запиту даних.

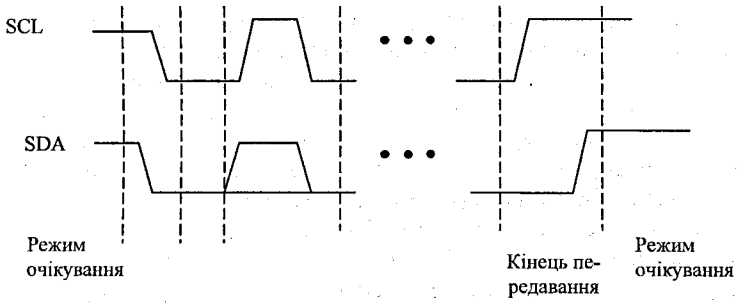


Рисунок 8.17 – Форма сигналів на шині I^2C

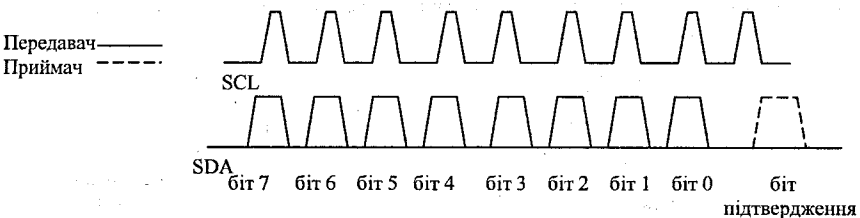


Рисунок 8.18 – Передавання байта по шині I^2C

Існує дві максимальні швидкості передавання даних по шині I^2C: «стандартний режим» ~ до 100 Кбіт/с і «швидкий режим» – до 400 Кбіт/с (рис. 8.19).

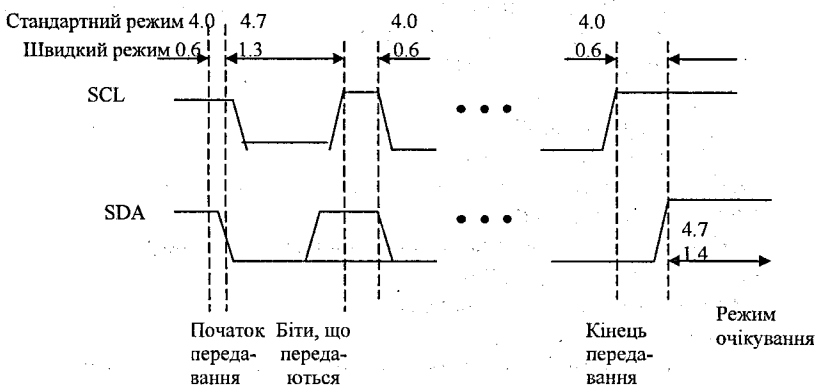
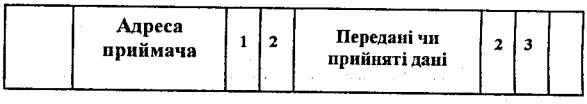


Рисунок 8.19 – Часові діаграми сигналів на шині I^2C

Формат команди, що надходить від ведучого пристрою до веденого, показаний на рис. 8.20. Адреса одержувача містить 7 бітів. Існує незатверджений («вільний») стандарт, відповідно до якого чотири старших біти використовуються для зазначення типу пристрою, а наступні три біти використовуються для вибору одного з восьми пристроїв цього типу або служать для більш точного визначення типу пристрою. Оскільки цей стандарт не є обов'язковим, то деякі пристрої потребують зазначення як трьох останніх адресних бітів певних кодів, тоді як інші, наприклад, мікросхеми пам'яті EEPROM використовують ці біти для вибору адресата усередині пристрою. Існує також 10-розрядний стандарт для передавання адреси, у якому перші 4 біти містять 1, останні 2 біти є старшими бітами адреси, а завершальні 8 бітів адреси передаються в наступному байті. Усе це означає, що дуже важливо розподілити адреси між пристроями, підімкненими до шини.



Початок передавання **Кінець передавання**

1 – Rw – тип обміну
2 – Ack – біт підтвердження
3 – додаткові дані чи початок наступного передавання

Рисунок 8.20 – Формат передавання даних по шині I^2C

Перші чотири біти адреси, звичайно, служать для визначення типу обираних пристроїв згідно з такими умовами:

0000 – зарезервована адреса;
0010 – синтезатор голосу;
0011 – аудіо-інтерфейс;
0100 – звуковий генератор;
0111 – рідкокристалічний чи світлодіодний дисплей;
1000 – відеоінтерфейс;
1001 – аналогово-цифровий і цифроаналоговий інтерфейси;
1010 – послідовна пам'ять;
1100 – керування радіоприймачем;
1101 – годинник/календар;
1111 – зарезервовано для використання 10-розрядної адреси.

Перш, ніж закінчити обговорення протоколу I^2C, варто звернути увагу на такі обставини. У деяких пристроях потрібно повторне посилання стартового біта, щоб «скинути» приймальний пристрій у вихідний

стан для приймання наступної команди. Наприклад, при читанні з EEPROM-пам'яті з послідовною вибіркою перша команда посилає адресу комірки, з якої виконується зчитування, а друга команда виконує читання даних за цією адресою.

Варто також звернути увагу на можливість ініціювання процесу передавання даних декількома ведучими мікроконтролерами («multimastering»). Це може призвести до виникнення колізій, коли два пристрої намагаються керувати шиною одночасно. Якщо один мікроконтролер взяв керування шиною, тобто встановив стартовий стан до того, як інший спробує зробити те ж саме, то це не викликає проблем. Проблема виникає, коли кілька пристроїв ініціюють стартовий стан одночасно, і потрібно зробити арбітраж їхніх запитів.

На практиці здійснити арбітраж у цьому випадку досить просто. Під час передавання даних обидва передавачі точно синхронізують тактові імпульси. Якщо при передаванні адреси біт, що повинен мати значення „1", насправді приймає значення „0", то це вказує на те, що шина зайнята іншим пристроєм. У цьому випадку ведучий пристрій вимикається від шини і чекає, коли наступить стан «кінець передачі», після якого повторює запит.

Протокол I^2C може бути легко реалізований програмним шляхом. Але при цьому швидкий режим не може бути реалізований через перевантаження процесора, навіть стандартний режим 100 Кбіт/с може виявитися занадто швидким для деяких мікроконтролерів. Програмна реалізація щонайкраще підходить тоді, коли в мережі є тільки один ведучий пристрій. У цьому випадку немає необхідності синхронізуватися з іншими пристроями чи приймати повідомлення від інших ведучих пристроїв, що працюють із занадто великою швидкістю, що не забезпечується при програмній реалізації.

8.7 Системи автоматизованого контролю

У вимірювальних системах на виході отримують вимірювану інформацію (іменовані числа, їхні співвідношення), а до систем, які видають висновок про стан досліджуваного об'єкта, відносять системи автоматичного контролю і технічної діагностики.

Контроль, як і вимірювання, є базовою процедурою експериментальної інформатики.

Послідовність метрологічних операцій, що виконуються у системах автоматичного контролю (САК), наведена в табл. 8.4.

Таблиця 8.4 – Послідовність операцій, що виконуються у САК

Послідовність операцій	Умовне позначення
$\begin{array}{l} \qquad\qquad\qquad\qquad\quad X_В \qquad\qquad\quad \\ \qquad\qquad\qquad\qquad\quad \downarrow \qquad \rightarrow\text{«1»} \\ \text{ОК}\rightarrow\text{ВП}\rightarrow\text{МП}\rightarrow\text{ПР}\rightarrow\text{ЧП}\rightarrow\text{П}\rightarrow\text{З}\rightarrow\text{ЧЗ}\rightarrow\text{ПР}\rightarrow \\ \qquad\quad \uparrow \qquad\qquad\qquad\quad \uparrow \qquad \rightarrow\text{«0»} \\ \qquad\quad \text{В} \qquad\qquad\qquad\quad X_Н \end{array}$	**ОК – об'єкт контролю** **ВП – вимірювальне перетворення** **МП – масштабування** **В – відтворення** **ПР – порівняння** **П – передавання** **З – запам'ятовування** **ОР – обробка результатів** **ЧП – числове перетворення** **ЧЗ – числове значення** **$X_Н$ – нижня межа норми** **$X_В$ – верхня межа норми** **1 – придатний** **0 – непридатний**

Отже, системи автоматизованого контролю, крім кількісного оцінювання параметрів стану об'єкта, дають також якісну його характеристику: чи об'єкт (його параметри) в нормі, чи ні.

При масовому виробництві випадковий характер дестабілізувальних факторів приводить до розсіювання значень параметра. Відхилення дійсного значення параметра від його номінального значення визначається випадковими похибками виробництва, які при певній схемі технологічного процесу характеризуються конкретним теоретичним законом розподілу можливих значень.

Процедура контролю якраз і спрямована на розподіл об'єктів на справні $С$ і несправні $\overline{С}$. Результатом контролю, на відміну від вимірювання, є висновок: об'єкт придатний $П$ або непридатний $\overline{П}$ для використання. Результати контролю характеризують якісну сторону об'єкта.

Контрольований параметр порівнюється з нормою, заданою у вигляді допуску, і виробляється рішення. Якщо співвідношенню з нормою передує вимірювання параметра, то має місце вимірювальний контроль.

8.7.1 Основи теорії технічного контролю

Контроль, як і вимірювання, є базовою процедурою експериментальної інформатики і визначається як відображення відповідності між станом об'єкта і нормою відповідним висновком (справний/несправний, годний/негодний, придатний/непридатний).

Найбільш суттєвою відзнакою контролю є те, що він здійснюється при номінальних значеннях параметрів умов. Номінальним умовам відповідає номінальне значення параметра об'єкта, тобто параметра деяко-

го гіпотетичного ідеального об'єкта (моделі), відносно якого й установлюються норми – граничні припустимі значення відхилення параметра від його номінального значення. Саме тому такі умови контролю називають номінальними.

Метою контролю є встановлення відхилень можливих характеристик властивостей об'єкта (параметрів) відносно заданих граничних значень (норм) цих властивостей.

Спостережувані відхилення контрольованих характеристик властивостей об'єкта від норми можуть бути викликані двома причинами:

– непридатністю самого об'єкта і/чи його окремих елементів при номінальних умовах контролю;

– відхиленням заданих умов контролю від номінальних, а саме, режиму роботи об'єкта і/чи параметрів умов, у яких він контролюється.

Відповідно до викладеного, можна сформулювати такі задачі контролю:

– виявлення непридатних для виконання передбачуваних функцій об'єктів при дотриманні номінальних умов контролю (пасивний контроль);

– підтримка умов контролю, у яких перебуває об'єкт, у заданих межах відповідно до норми на контрольований параметр (активний контроль).

Першій з розв'язуваних задач відповідає термін *inspection.* Якщо ж термін «контроль» витлумачувати, виходячи з англійського слова *control*, що в перекладі з англійської означає «керування», то можна прийти до висновку, що розглянута процедура є частиною циклу керування виробничо-технологічним процесом. У цьому випадку контроль призначений для виявлення відхилень значень параметрів технологічного процесу, у тому числі задання й підтримки параметрів режиму роботи об'єкта, які є причиною виходу контрольованого параметра об'єкта за межі припустимих значень. Судження, вироблюване при контролі, надалі використовується для керування параметрами технологічного процесу і/чи режимів роботи об'єкта у вигляді зворотного зв'язку для «повернення» параметрів умов контролю до вихідних номінальних значень. Тут контроль відхилення значень параметрів об'єкта від гранично припустимих значень дозволяє виявити відхилення умов контролю від номінальних, передбачуваних технологічним процесом.

Складність систем контролю обумовлюється чисельністю характеристик, що відображають різні їх властивості. Основними характеристиками систем контролю є: ефективність, достовірність, точність, продуктивність контролю, ресурс (загальний час роботи), вартість та обсяг контролю, кількість і характер зондуючих і спостережуваних сигналів, зміст

і форма подання результатів контролю, режим роботи системи контролю, можливість автоматичного регулювання параметрів, джерела живлення, маса і габарити, транспортабельність, кількість і кваліфікація обслуговуючого персоналу.

Ефективність, достовірність, продуктивність, ресурс, вартість та обсяг контролю, а також кількість та кваліфікація обслуговуючого персоналу є основними показниками якості системи контролю.

Ефективність контролю є мірою доцільності застосування контролю, тобто мірою цінності інформації, що отримується при контролі. Ефективність залежить від продуктивності, ресурсу системи контролю, а також від вартості витрат на створення засобів контролю та його проведення.

Достовірність контролю – це ступінь довіри до результатів контролю. Як показник достовірності контролю використовується ймовірність прийняття правильного рішення за результатами контролю.

Будь-яка система контролю працює з помилками, крім того, контролю піддають тільки частину параметрів об'єкта контролю. Тому отримувана в результаті контролю інформація містить деяку неточність. Достовірність контролю залежить від точності вимірювання та обсягів контролю.

Продуктивність контролю визначається часом, який потрібно затратити на перевірку одного виробу. До цього часу входить час підготовки апаратури контролю до роботи, час підготовки об'єкта контролю і, нарешті, час проведення контролю.

Вартість контролю оцінюється в грошових одиницях і містить дві складові; одна визначає вартість виробництва системи контролю, а друга вартість всіх витрат на проведення контролю протягом усього часу роботи системи.

Обсяг контролю є дуже важливою технічною характеристикою апаратури і багато в чому визначає основні параметри системи контролю. Обсяг контролю – це кількість і перелік параметрів, що підлягають контролю. При визначенні обсягу слід виходити з умови отримання необхідної достовірності контролю і визначеної глибини діагностики об'єкта контролю. Кількість і характер зондувальних і спостережуваних сигналів визначається обсягом контролю та конструкцією об'єкта контролю.

Результати контролю повинні містити рішення про придатність або непридатність об'єкта контролю виконувати свої функції, числові значення показників якості і контрольованих параметрів. Режим роботи системи контролю може бути ручним, напівавтоматичним і автоматич-

ним. У програмі контролю можуть бути передбачені повторні вимірювання ряду параметрів, самоконтроль та інші режими.

Система контролю може мати не тільки функції сенсорів інформації, але й відновлювальні функції. Наприклад, можливе регулювання вимірюваних параметрів, підключення резервних елементів або блоків тощо.

Джерела живлення, маса, габарити, транспортабельність, кількість і кваліфікація обслуговуючого персоналу є експлуатаційними характеристиками системи контролю. Вибір цих характеристик залежить від схеми організації служби експлуатації взагалі і служби контролю зокрема, від конструкції і цільового призначення об'єктів контролю.

Розглянемо основні поняття, терміни і означення контролю, встановлені державними стандартами.

Загальні поняття контролю

Об'єкт контролю – виріб або його складові частини, які підлягають контролю.

Технічний стан – стан, який характеризується в певний момент часу, за певних умов зовнішнього середовища значенням параметрів, установлених технічною документацією на об'єкт.

Контроль – перевірка відповідності значень параметрів об'єкта вимогам технічної документації і визначення на цій основі одного із заданих видів технічного стану в даний момент часу.

Система контролю – сукупність засобів, об'єкта та виконавців, необхідна для проведення контролю за правилами, встановленими технічною документацією.

Автоматизована система контролю – система контролю, яка забезпечує проведення контролю без участі оператора.

Контрольований сигнал – сигнал, який надходить до засобу контролю і несе інформацію про технічний стан об'єкта.

Контрольований параметр – параметр об'єкта, використовуваний при його контролі.

Допуск параметра – різниця між верхнім і нижнім граничнодопустимими значеннями параметра.

Види контролю

Безперервний контроль – контроль, за якого надходження інформації про технічний стан об'єкта відбувається безперервно.

Періодичний контроль – контроль, за якого надходження інформації про технічний стан об'єкта відбувається через встановлені інтервали часу.

Контроль функціонування – контроль виконання об'єктом частини чи всіх властивих йому функцій.

Вимірювальний контроль – контроль, який установлює факт перебування дійсного значення параметра відносно його граничнодопустимих значень шляхом вимірювання значення параметра.

Допусковий контроль – контроль, який установлює факт перебування дійсного значення відносно його гранично-допустимих значень без вимірювання значення параметра.

Самоконтроль – контроль об'єкта контролю за допомогою вмонтованих засобів контролю чи спеціальних програм.

Види засобів контролю

Автоматичний засіб контролю – засіб контролю, що функціонує без участі оператора.

Автоматизований засіб контролю – засіб контролю, що функціонує з частковою участю оператора.

Вмонтований засіб контролю – засіб контролю, який є складовою частиною об'єкта.

Зовнішній засіб контролю – засіб контролю, виконаний конструктивно відокремленим від об'єкта.

Бортовий засіб контролю – засіб контролю, який входить до складу бортового устаткування літального (плавального, самохідного чи іншого рухомого) апарата як самостійний виріб.

Наземний засіб контролю – засіб контролю, який входить до складу наземного устаткування як самостійний виріб.

Наземно-бортовий засіб контролю – засіб контролю, що містить бортовий пристрій реєстрації параметрів, а також апаратуру оброблення, відображення та документування, яка входить до складу засобів наземного технічного обслуговування літального (плавального, самохідного чи іншого рухомого) апарата.

Спеціалізований засіб контролю – засіб, призначений для контролю одного об'єкта чи групи однотипних об'єктів.

Універсальний засіб контролю – засіб, призначений для контролю об'єктів різних типів.

Уніфікована апаратура контролю – апаратура, яка входить до складу ряду спеціалізованих і (або) універсальних засобів контролю.

Показники контролю

Тривалість контролю – інтервал часу, необхідний для проведення контролю об'єкта.

Повнота контролю – характеристика, яка визначає можливість виявлення відмов (несправностей) в об'єкті за умови вибраного методу його контролю.

Достовірність контролю – ступінь об'єктивної відповідності результату контролю дійсному технічному стану об'єкта.

Імовірність невиявленої відмови (несправності) під час контролю – умовна імовірність того, що несправний (нероботоздатний) об'єкт у результаті контролю визнається справним (роботоздатним).

Імовірність хибної відмови (несправності) під час контролю – умовна імовірність того, що справний (роботоздатний) об'єкт у результаті контролю виявиться несправним (нероботоздатним).

Ризик замовника під час контролю – безумовна імовірність того, що несправний (нероботоздатний) об'єкт у результаті контролю визнається справним (роботоздатним).

Ризик виробника під час контролю – безумовна імовірність того, що справний (роботоздатний) об'єкт у результаті контролю визнається несправним (нероботоздатним).

При контролі проводяться вимірювання та оцінювання певних вихідних і додаткових (внутрішніх) параметрів.

Визначення технічного стану об'єкта контролю (ОК) на наступний інтервал часу називається *прогнозуванням технічного стану*. Метою прогнозування може також бути визначення інтервалу часу, протягом якого зберігається поточний стан ОК.

Концепція контролю, тобто система поглядів, ідей та принципів, що визначають загальну методологію контролю, залежить від задач контролю. Основними задачами контролю можуть бути:

– отримання інформації про фактичний стан ОК;

– прийняття рішення про придатність чи непридатність конкретної системи для виконання певних функцій;

– у випадку прийняття рішення про непридатність системи, що контролюється, здійснення діагностування несправностей;

– отримання вихідних даних для аналізування впливу умов експлуатації, конструкції, схемних рішень і технології виробництва на якість функціонування ОК.

8.7.2 Структура систем контролю

Структура систем контролю визначається такими завданнями контролю:

– оцінювання стану ОК, прийняття рішення щодо придатності ОК виконувати своє призначення;

– визначення місця і причини відмов для відновлення справного стану.

Способи вирішення перерахованих завдань знаходять своє відображення у програмі контролю.

Перед початком контролю в систему вводиться інформація про тип контрольованого об'єкта, режим та умови контролю. В сучасних си-

стемах автоматизованого контролю САК програма контролю реалізується у вигляді команд цифрового процесора (рис. 8.21).

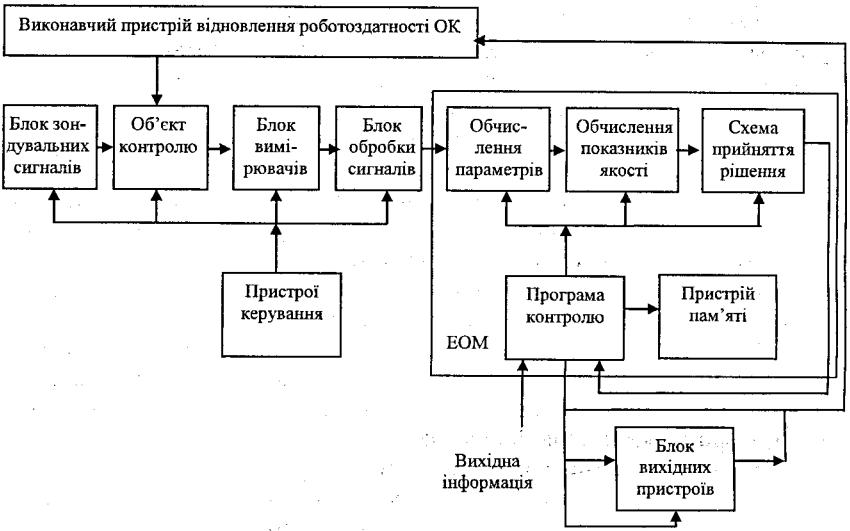


Рисунок 8.21

Після підключення системи до об'єкта контролю і ввімкнення потрібного режиму контролю, по командах з блоку програми контролю керуючий пристрій включає блок зондувальних сигналів і одночасно готує до роботи ІВС. Блок зондувальних сигналів відтворює вхідні сигнали об'єкта контролю, що імітують умови його роботи у вибраному режимі. Вихідні реакції об'єкта контролю надходять в блок вимірювачів. Алгоритм роботи блоку вимірювачів визначається програмою контролю та реалізується за допомогою керувального пристрою. Характерною особливістю сигналів на вході вимірників є мішана комбінація корисних сигналів і перешкод, що містить мультиплікативні і адитивні комбінації. Наявність перешкод і помилок вимірювання призводить до необхідності фільтрації сигналів у блоці обробки сигналів. Перетворення сигналів необхідно для їх перетворення до цифрового вигляду і спряження з ЕОМ, де здійснюється обчислення оцінок параметрів та показників якості об'єкта контролю.

Оцінка параметрів та показників якості, а також допуски на ці величини надходять на схему прийняття рішень. Блок видає команди на повторення всієї або частини програми контролю, включення виконавчих пристроїв відновлення (регулювання параметрів, включення резерв-

них елементів і т. д.) і включення роботи блоку вихідних пристроїв. Блок вихідних пристроїв дасть інформацію про придатність системи виконувати свої функції, характер і місце наявної інформації можуть бути різними – на екрані монітора ЕОМ або на екрані бортових систем електронної індикації. Робота блоку вихідних пристроїв координується програмою контролю. Інформація про допуск на параметри і показники якості зберігається в пристрої пам'яті процесора. Управління цим пристроєм здійснюється за програмою контролю.

8.7.3 Інформаційна модель процесу контролю

Кінцевою метою процесу контролю є вибір відповідного рішення, що приймається щодо подальшого використання ОК. До таких можливих рішень чи мір можна віднести:

- використати ОК за призначенням в допустимих технічною документацією умовах;
- визнати ОК несправним і відправити на ремонт;
- здійснити налагодження чи регулювання ОК;
- замінити ОК;
- списати ОК у зв'язку із закінченням терміну служби чи моральним старінням.

Таким чином, система контролю як система прийняття рішення, в загальному випадку, є багатоальтернативною. Рішення, що приймаються, можуть відповідати ідеальним випадкам $Z_n = 0, 1, \ldots, k$, коли відсутні помилки рішень, і реальним випадкам $Z = 0, 1, \ldots, k$, коли можливі помилки при прийнятті рішень. Кожному ідеальному рішенню, що приймається, $Z_n = 0, 1, \ldots, k$ відповідає область можливих станів g_i або показник якості ОК $\mathbf{F(X)}$, де $\mathbf{X} \in \mathbf{\Omega}$, $\mathbf{\Omega}$ – задана область можливих значень вектора $\mathbf{X}$. Апріорно звичайно задаються імовірності p_i знаходження у відповідних заданих областях g_i або щільність імовірності значень $h(\mathbf{X})$ вектора $\mathbf{X}$. При цьому області g_i є непересічними, тобто $g_i \cap g_j$, $i, j = 0, 1, \ldots, k$ і попадання в одну із вказаних областей вектора $\mathbf{X}$ є достовірним випадком $\sum_{i=0}^{k} g_i = \Omega$.

Сукупність показників якості ОК визначає здатність пристрою контролю виконувати свої функції і характеризується векторними або скалярними величинами, пов'язаними функціональними або операторними перетвореннями з вектором стану $\mathbf{X}$. Досить часто якість ОК характеризується скалярним показником, що визначає найбільш важливу властивість ОК (точність, надійність, завадостійкість).

Кожному реальному рішенню, що приймається, $z = j$ відповідає область оцінок G_j можливих станів $\hat{\mathbf{X}}$, де $G_i \cap G_j = 0$, $i, j = 0, 1, \ldots, k$, $\sum_{i=0}^{k} G_i = \Omega$, $\hat{\mathbf{X}} \in \Omega$ або оцінок показників якості ОК $\hat{\mathbf{F}}_j(\hat{\mathbf{X}})$, $j = 0, 1, \ldots, k$. Оцінка вектора стану ОК визначається за результатами вимірювань **Y** вектора контрольованих параметрів **S**, який функціонально пов'язаний із вектором стану **X** і вектором похибок вимірювань **H**

$$\mathbf{Y} = \varphi(\mathbf{Y}, \mathbf{H}).$$

Будемо вважати, що відома умовна щільність розподілу $f(y/x)$, яка характеризує похибки вимірювань. Зазвичай результати вимірювань підлягають попередній обробці з метою отримання оцінок **S** вектора контрольованих параметрів **S**. Попередня обробка інформації включає в себе оптимальну за вибраним критерієм R фільтрацію сигналів **Y**, а також їх дискретизацію і квантування для узгодження аналогових пристроїв з цифровими. Етапи перетворення сигналів в процесі контролю можна подати у вигляді такої інформаційної моделі (рис. 8.22).

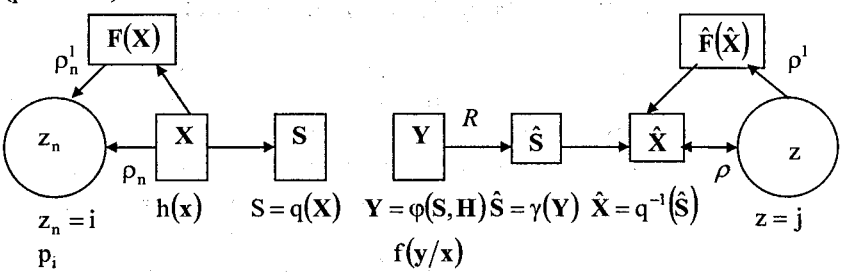


Рисунок 8.22

Вектор контрольованих параметрів **S** функціонально пов'язаний із вектором поточного стану **X**, $\mathbf{S} = q(\mathbf{X})$, а вектори оцінок стану **X** і корельованих параметрів **S** пов'язані оберненим функціоналом $\mathbf{X} = q^{-1}(\mathbf{S})$. Оптимальна оцінка **S** за вибраним критерієм R, яким, зокрема, може бути середній квадрат похибки оцінки, пов'язана із вектором результатів вимірювань **Y** за допомогою функціонального перетворення $\hat{\mathbf{S}} = \gamma(\mathbf{Y})$.

Ідеальні правила розв'язання ρ_n і ρ_{n1} визначають закони відображення відповідно просторів станів і функціоналів якості в скалярний простір рішень W_n, що вміщує $k+1$ чисел, і в загальному

випадку характеризується відповідними умовними щільностями ймовірностей $\mu_n(i/x)$ і $\mu_n(i/f)$. Кожному і-му розв'язку $(i=0,1,\ldots,k)$ відповідає або область станів g_i простору Ω значень вектора станів X або область g_i простору Ω_1 значень вектора показників якості $F(X)$.

Реальні правила розв'язань ρ і ρ_1 звичайно визначають відповідно оптимальні закони відображення просторів оцінок станів та функціоналів якості в скалярний простір рішень W, що вміщує k+1 чисел, і характеризується відповідними умовними густинами ймовірностей $\mu_n(i/\hat{x})$ і $\mu_n(i/\hat{f})$.

Кожному *j*-му розв'язку $(j=0,1,\ldots,k)$ відповідає або область станів G_i простору Ω значень вектора оцінок станів $\hat{X}$, або область G_j^1 простору Ω^1 значень вектора оцінок показників якості $\hat{F}(\hat{X})$. Оптимальний вибір рішень j, що приймаються, про стан ОК за результатами отриманих випадкових оцінок векторів стану або показників якості проводиться за критеріями, що використовуються в теорії статистичних рішень, з яких найбільш часто вибираються критерії В. О. Котельникова чи Неймана-Пірсона. Сутність правил рішення зводиться до оптимального розбиття просторів Ω або Ω_1 на k+1 областей можливих значень векторів $\hat{X}$ або $\hat{F}(\hat{X})$, відповідно.

8.7.4 Показники якості об'єктів контролю

Здатність ОК виконувати свої функції визначається набором показників якості. Показник якості – це число, що характеризує в прийнятій системі одиниць такі властивості системи, як: ефективність, надійність, точність, швидкодія, вартість тощо.

Ці показники є функціоналами від вихідних сигналів об'єкта. В свою чергу, вихідні сигнали визначаються динамічними характеристиками ОК і його вхідними сигналами. Динамічні характеристики ОК з достатньою для практики точністю можуть бути описані кінцевим набором параметрів. Вхідні сигнали також можуть бути описані сукупністю параметрів. Тому вихідні сигнали і, відповідно, показники якості є функціями параметрів ОК і параметрів, що характеризують вхідні сигнали.

Вектор параметрів ОК повністю характеризує його реакцію на вхідні сигнали. Тому вектор параметрів визначає технічний стан ОК. Величини параметрів визначаються з умови максимізації (мінімізації) показників якості.

Потрібно також відмітити, що показники якості залежать не тільки від параметрів ОК, але й від його вхідних сигналів. Внаслідок цього для отримання залежності показників якості тільки від параметрів ОК необхідно зафіксувати параметри вхідних сигналів. Це означає, що фіксуються умови роботи або режим роботи ОК.

При вибраному фіксованому режимі роботи ОК його технічний стан повністю визначається вектором параметрів і, відповідно, величинами показників якості, що функціонально пов'язані із параметрами ОК. Здійснюючи вимірювання параметрів в процесі контролю, можна за відомою функціональною залежністю обчислити показники якості ОК.

Будь-яке відхилення вихідного сигналу ОК від номінального значення викликає втрати в якості системи, які описуються функцією втрат $l(\hat{S}, \hat{S}_n)$, що залежить від вектора виміряних вихідних сигналів S і вектора номінальних значень вихідних сигналів S_n

$$l(\hat{S}, \hat{S}_n) = (\hat{S} - \hat{S}_n)^T (\hat{S} - \hat{S}_n). \tag{8.1}$$

Математичне сподівання функції втрат $R = M[l(\hat{S}, S_n)]$, де R – показник середнього ризику, прийнятий як узагальнений показник якості.

Вигляд показника якості визначається функцією втрат. Якщо вона задана у вигляді (8.1), то

$$R = M\left[(\hat{S} - \hat{S}_n)^T (\hat{S} - \hat{S}_n)\right], \tag{8.2}$$

і він називається **квадратичним** або **точністним** показником якості.

У випадку, якщо функція втрат визначається як

$$l(\dot{z}, \dot{z}_n) = \begin{cases} 1, \text{ якщо } |z = z_n|; |z = z_n| \geq \varepsilon; \\ 0, \text{ якщо } |z \neq z_n|; |z = z_n| < \varepsilon, \end{cases} \tag{8.3}$$

показник якості називається **імовірнісним**

$$R = P(|z - z_n| \geq \varepsilon) \tag{8.4}$$

і характеризує імовірність P виходу помилки із заданого інтервалу.

Вартісний показник якості визначається такою функцією втрат:

$$l(z, z_n) = \begin{cases} C_0, \text{ якщо } z = z_n; \\ C_1, \text{ якщо } z \neq z_n, \end{cases} \tag{8.5}$$

де C_0, C_1 – вартості затрат при контролі.

Вартісний показник якості $R = C_0 P(z = z_n) + C_1 P(z \neq z_n)$ характеризує середні затрати на контроль виробу. Якщо вважати

$C_0 = 0, C_1 = 1$, то показник якості $R = P(z \neq z_n)$ буде характеризувати імовірність прийняття хибного рішення при контролі.

8.7.5 Основні принципи контролю

Розв'язання задач оцінювання технічного стану і прийняття рішення про придатність/непридатність ОК виконувати свої функції може здійснюватися різними способами. Зміст цих способів базується на принципах контролю. Вимірювання параметрів і обчислення показників якості проводиться з похибками. Тому реально, що при контролі можна отримати не істинні значення показників якості, а їх оцінки. Оцінка показника якості характеризує технічний стан системи тільки на вибраному, фіксованому режимі контролю, що відображає певний діапазон умов роботи ОК. Тому питання про вибір режимів контролю є одним із найбільш важливих. Звісно, що з точки зору повноти контролю, бажано здійснити перевірку ОК на більшій кількості режимів. Але такий підхід потребує значних часових та матеріальних затрат. Тому на практиці стараються обмежитись одним або невеликою кількістю режимів.

В результаті вимірювань параметрів і обчислення показників якості можна двома способами приймати рішення про придатність (непридатність) ОК виконувати свої функції:

- на основі порівняння обчислених значень показників якості з допусками на них (принцип контролю за показниками якості);
- на основі порівняння значень параметрів ОК з допусками на параметри (принцип контролю за параметрами).

Обидва способи пов'язані між собою, оскільки допуски на параметри визначаються з умови забезпечення заданих допусків на показник якості. При використанні принципу контролю за показниками якості можна також вирішувати задачу прогнозування технічного стану ОК.

8.7.6 Визначення достовірності контролю

Достовірність контролю – це ступінь довіри до рішень, що приймаються в процесі контролю і характеризується мірою їх визначеності після контролю ОК.

Як показник достовірності використовується *імовірність прийняття правильного рішення* за результатами контролю. Згідно з прийнятою концепцією контролю рішення приймається на основі результатів порівняння показника якості з допусками. Показник якості ОК визначається за виміряними значеннями параметрів.

Замість достовірності за показниками якості можна використати також достовірність за параметрами стану. Достовірність за показниками якості пов'язана із достовірністю за параметрами.

Достовірність контролю залежить від таких факторів:

- законів розподілу ймовірностей контрольованих величин та їх похибок вимірювань;
- кількості контрольованих величин та повноти контролю;
- часу контролю;
- способу вибору контрольованих параметрів і контрольних допусків;
- наявності методичних похибок, зумовлених процедурою контролю;
- точності заданих вхідних впливів на ОК;
- точності визначення зовнішніх умов при проведенні контролю (температура, вологість тощо).

Загальна достовірність контролю визначається інструментальною та методичною складовими достовірності.

Інструментальна складова достовірності контролю D_i визначається інструментальними похибками вимірювання контрольованих параметрів, алгоритмом прийняття рішення про стан ОК, кількістю контрольованих параметрів, статистичними характеристиками контрольованих параметрів та похибок їх вимірювання.

Оцінюється D_i ймовірністю прийняття правильного рішення про стан ОК з урахуванням цих факторів.

Методична складова достовірності контролю D_m зумовлена неповнотою контролю ОК, режимами контролю, методичними похибками вимірювання.

Враховуючи те, що обидві складові достовірності контролю є ймовірностями прийняття правильного рішення про стан ОК та те, що ці складові є незалежними одна від одної, загальна достовірність контролю визначається як

$$D = D_i D_m . \qquad (8.6)$$

Достовірність контролю є основною характеристикою системи контролю, що оцінює якість отримуваної інформації. Тому при виборі кількісної міри достовірності контролю, який може бути здійснений різними способами, потрібно керуватися таким. Достовірність контролю повинна функціонально залежати від об'єму та точності вимірювання параметрів, легко визначатися і дозволяти достатньо просто вирішувати зворотну задачу – визначати об'єм контролю і необхідну точність вимірювань контрольованих параметрів за заданою достовірністю контролю.

Методична складова достовірності контролю дорівнює

$$D_m = 1 - \alpha_m - \beta_m, \tag{8.7}$$

де α_m – ймовірність визнати придатним за контрольованими параметрами непридатний ОК; β_m – ймовірність забракувати за контрольованими параметрами придатний ОК.

Інструментальна складова достовірності контролю дорівнює

$$D_i = 1 - \alpha_i - \beta_i, \tag{8.8}$$

де α_i – ймовірність визнати системою контролю через похибки вимірювання придатним за контрольованими параметрами непридатний ОК; β_i – ймовірність забракувати системою контролю через похибки вимірювання за контрольованими параметрами придатний ОК.

Підставляючи вирази (8.7) і (8.8) в формулу (8.6), отримаємо

$$D = (1 - \alpha_m - \beta_m)(1 - \alpha_i - \beta_i). \tag{8.9}$$

8.7.7 Визначення методичної складової достовірності контролю

Всі параметри ОК розділимо на три групи:

- надлишкові контрольовані параметри, які не визначають технічний стан ОК: $k = 1,2,\ldots 1$;
- контрольовані параметри, що визначають технічний стан ОК: $k = l+1, l+2, \ldots, l+m$;
- неконтрольовані параметри, що визначають технічний стан ОК: $k = l+m+1, l+m+2, \ldots, l+m+n$.

Всі ці параметри є незалежними. ОК є *придатним*, якщо всі його параметри $k = l+m+1, l+m+2, \ldots, l+m+n$, що визначають технічний стан, є придатними (знаходяться у полі допуску), і *непридатним*, якщо хоча б один із цих параметрів є непридатним, тобто вийшов із поля допуску. ОК є *придатним за контрольованими параметрами*, якщо всі його контрольовані параметри $k = l+1, l+2, \ldots, l+m$ є придатними.

Ймовірність браку ОК за контрольованими параметрами

$$q = 1 - \prod_{k=1}^{N} (1 - q_k), \tag{8.10}$$

де q_k – ймовірність браку за k-м параметром, яка визначається формулою

$$q_k = 1 - \int_{a_k}^{b_k} f(x_k) dx_k, \tag{8.11}$$

$N = l + m$ – кількість контрольованих параметрів; $f(x_k)$ – щільність розподілу значень k-го контрольованого параметра; a_k, b_k – нижня та верхня границі допуску на k-й параметр.

Ймовірність визнати придатним за контрольованими параметрами непридатний ОК α_m дорівнює ймовірності браку ОК за неконтрольованими параметрами, що визначають технічний стан, при умові, що ОК придатний за всіма контрольованими параметрами

$$\alpha_m = \left[1 - \prod_{k=1}^{l}(1-q_k)\right] \prod_{k=l+1}^{l+m+n}(1-q_k). \qquad (8.12)$$

Ймовірність забракувати за контрольованими параметрами придатний ОК β_m дорівнює ймовірності браку ОК за надлишковими контрольованими параметрами при умові, що він придатний за контрольованими і неконтрольованими параметрами, які визначають технічний стан

$$\beta_m = \left[1 - \prod_{k=l+m+1}^{l+m+n}(1-q_k)\right] \prod_{k=1}^{l+m}(1-q_k). \qquad (8.13)$$

Підставляючи значення (8.11) і (8.12) в формулу (8.13), отримаємо

$$D_m = 1 + 2\prod_{k=1}^{l+m+n}(1-q_k) - \prod_{k=1}^{l+m}(1-q_k) - \prod_{k=l+1}^{l+m+n}(1-q_k). \qquad (8.14)$$

Виходячи з (8.14), методична складова достовірності контролю визначається правильним вибором контрольованих параметрів. Якщо немає надлишкових контрольованих параметрів і неконтрольованих параметрів, що визначають технічний стан, методична складова достовірності контролю дорівнює одиниці.

8.7.8 Визначення інструментальної складової достовірності однопараметричного контролю

При контролі кожного параметра ОК можливі такі незалежні та єдино можливі випадки:

- придатний параметр оцінюється як придатний;
- придатний параметр оцінюється як непридатний;
- непридатний параметр оцінюється як непридатний;
- непридатний параметр оцінюється як придатний.

Під придатним розуміється параметр, що знаходиться в межах установленого допуску, під непридатним – параметр, що вийшов за межі допуску.

Введемо такі позначення: A_k – k-й параметр придатний; $\overline{A}_k$ – k-й параметр непридатний; B_k – k-й параметр оцінюється системою

контролю як придатний; $\overline{B}_k$ – k-й параметр оцінюється системою контролю як непридатний. Тоді всі події, що перераховані вище, можна записати у вигляді A_kB_k, $A_k\overline{B}_k$, $\overline{A}_k\overline{B}_k$, $\overline{A}_kB_k$, а їх імовірності – $p(A_kB_k)$, $p(A_k\overline{B}_k)$, $p(\overline{A}_k\overline{B}_k)$, $p(\overline{A}_kB_k)$, відповідно. Ці події складають повну групу подій, тому сума їх ймовірностей дорівнює одиниці

$$p(A_kB_k)+p(A_k\overline{B}_k)+p(\overline{A}_k\overline{B}_k)+p(\overline{A}_kB_k). \quad (8.15)$$

Згідно з теоремою множення ймовірностей можна отримати:

$$p(A_kB_k)=p(A_k)p(B_k/A_k); \quad (8.16)$$

$$p(A_k\overline{B}_k)=p(A_k)p(\overline{B}_k/A_k); \quad (8.17)$$

$$p(\overline{A}_k\overline{B}_k)=p(\overline{A}_k)p(\overline{B}_k/\overline{A}_k); \quad (8.18)$$

$$p(\overline{A}_kB_k)=p(\overline{A}_k)p(B_k/\overline{A}_k). \quad (8.19)$$

У формулах (8.16)-(8.19) $p(B_k/A_k)$ – умовна ймовірність оцінювання параметра придатним при умові, що параметр придатний; $p(\overline{B}_k/A_k)$ – умовна ймовірність оцінювання параметра непридатним при умові, що параметр придатний; $p(\overline{B}_k/\overline{A}_k)$ – умовна ймовірність оцінювання параметра непридатним при умові, що параметр непридатний; $p(B_k/\overline{A}_k)$ – умовна ймовірність оцінювання параметра придатним при умові, що параметр непридатний.

Очевидно, що

$$p(B_k/A_k)+p(\overline{B}_k/A_k)=1;\ p(\overline{B}_k/\overline{A}_k)+p(B_k/\overline{A}_k)=1. \quad (8.20)$$

Із виразів (8.16) – (8.20) з урахуванням (8.20) отримуємо:

$$p(A_k)=p(A_kB_k)+p(A_k\overline{B}_k); \quad (8.21)$$

$$p(\overline{A}_k)=p(\overline{A}_kB_k)+p(\overline{A}_k\overline{B}_k); \quad (8.22)$$

$$p(B_k)=p(A_kB_k)+p(\overline{A}_kB_k); \quad (8.23)$$

$$p(\overline{B}_k)=p(A_k\overline{B}_k)+p(\overline{A}_k\overline{B}_k). \quad (8.24)$$

Неправильне оцінювання параметрів системою контролю виникає при таких подіях: $A_k\overline{B}_k$ та $\overline{A}_kB_k$. Тоді достовірність контролю параметра $D_{i,k}$, під якою розуміють ймовірність правильного оцінювання системою контролю стану k-го параметра, виражається формулою

$$D_{i,k}=p(A_kB_k)+p(\overline{A}_k\overline{B}_k)=1-p(A_k\overline{B}_k)-p(\overline{A}_kB_k). \quad (8.25)$$

Оскільки із (8.21) можна отримати

$$p(A_k\overline{B}_k)=p(A_k)-p(A_kB_k)=p(A_k)-\frac{p(B_k)p(A_k/B_k)}{p(B_k)p(\overline{A}_k/B_k)}=$$

$$= p(A_k) - \frac{p(A_k/B_k)}{1-p(A_k/B_k)} p(\overline{A}_k/B_k), \tag{8.26}$$

то, підставивши (8.26) у (8.25), отримаємо

$$D_{i,k} = 1 - p(A_k) - p(\overline{A}_k B_k)\left[1 - \frac{p(A_k/B_k)}{1-p(A_k/B_k)}\right]. \tag{8.27}$$

Ймовірності помилкового оцінювання станів k-го параметра $p(A_k\overline{B}_k)$ і $p(\overline{A}_k B_k)$ являють собою ***помилку першого роду α*** (інша назва – *ризик виробника*) і ***помилку другого роду β*** (інша назва – *ризик замовника*), відповідно.

Помилки I-го і II-го роду мають різне значення для виробників та споживачів (замовників) контрольованої продукції.

Помилки I-го роду ведуть до прямих втрат виробника, оскільки помилкове визнання непридатним в дійсності придатного ОК призводить до додаткових витрат на дослідження, доробку та регулювання ОК.

Помилки II-го роду безпосередньо відображаються на споживачеві, який отримує неякісний виріб. При нормальній організації відношень між споживачем та замовником брак, що виявлений споживачем, призводить до рекламацій та збитків для виробника.

Введемо позначення (рис. 8.23): $f(x_k)$ і $\varphi(y_k)$ – щільності розподілу значень параметра та похибок його вимірювання, відповідно; a_k, b_k – нижня та верхня границі допуску на k-й параметр, відповідно. Тоді аналітичні вирази для ймовірностей $p(A_kB_k)$, $p(A_k\overline{B}_k)$, $p(\overline{A}_k\overline{B}_k)$, $p(\overline{A}_kB_k)$ за характеристиками параметра і системи контролю (величини допуску, точності вимірювань) запишуться:

$$p(A_kB_k) = \int_{a_k}^{b_k} f(x_k)\left[\int_{a_k-x_k}^{b_k-x_k} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.28}$$

$$\alpha_i = p(A_k\overline{B}_k) = \int_{a_k}^{b_k} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{a_k-x_k} \varphi(y_k)dy_k + \int_{b_k-x_k}^{+\infty} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.29}$$

$$p(\overline{A}_k\overline{B}_k) = \int_{-\infty}^{a_k} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{a_k-x_k} \varphi(y_k)dy_k + \int_{b_k-x_k}^{+\infty} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k +$$

$$+ \int_{b_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{a_k-x_k} \varphi(y_k)dy_k + \int_{b_k-x_k}^{+\infty} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.30}$$

$$\beta_i = p(\overline{A}_k B_k) = \int_{-\infty}^{a_k} f(x_k)\left[\int_{a_k - x_k}^{b_k - x_k} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k + \int_{b_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{a_k - x_k}^{b_k - x_k} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k \quad (8.31)$$

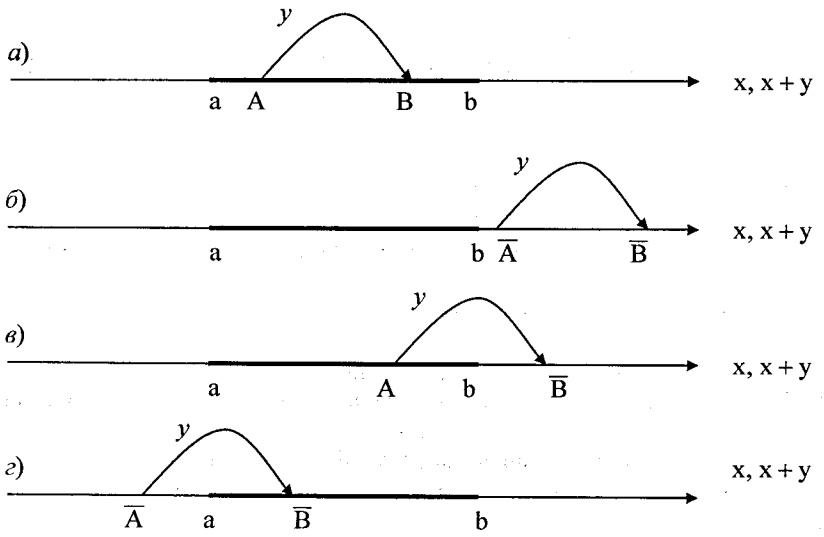


Рисунок 8.23 – Повна група попарно сумісних подій при контролі параметрів із випадковими похибками вимірювань (*а* – подія AB; *б* – подія $\overline{A}\overline{B}$; *в* – подія $A\overline{B}$ (помилка першого роду α); *г* – подія $\overline{A}B$ (помилка другого роду β))

Для параметрів, що мають обмеження лише знизу, формули (8.28)-(8.31) набудуть вигляду:

$$p(A_k B_k) = \int_{a_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{a_k - x_k}^{+\infty} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \quad (8.32)$$

$$\alpha_{i,k} = p(A_k \overline{B}_k) = \int_{a_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{a_k - x_k} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \quad (8.33)$$

$$p(\overline{A}_k \overline{B}_k) = \int_{-\infty}^{a_k} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{a_k - x_k} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \quad (8.34)$$

$$\beta_{i,k} = \int_{-\infty}^{a_k} f(x_k)\left[\int_{a_k - x_k}^{+\infty} \varphi(y_k)dy_k\right]dx_k. \quad (8.35)$$

Для параметрів, що мають обмеження лише зверху, формули (8.28)-(8.31) набудуть вигляду:

$$p(A_kB_k)=\int_{-\infty}^{b_k} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{b_k-x_k}\varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.36}$$

$$\alpha_{i,k}=\int_{-\infty}^{b_k} f(x_k)\left[\int_{b_k-x_k}^{+\infty}\varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.37}$$

$$p(\overline{A}_k\overline{B}_k)=\int_{b_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{b_k-x_k}^{+\infty}\varphi(y_k)dy_k\right]dx_k; \tag{8.38}$$

$$\beta_{i,k}=\int_{b_k}^{+\infty} f(x_k)\left[\int_{-\infty}^{b_k-x_k}\varphi(y_k)dy_k\right]dx_k. \tag{8.39}$$

Вищенаведені вирази при відомих законах розподілу $f(x_k)$ і $\varphi(y_k)$ дозволяють:

- визначити інструментальну складову достовірності контролю ОК при відомих експериментально знайдених похибках вимірювання та допусках на контрольований параметр;
- визначити за заданою достовірністю контролю і за заданим допуском на контрольований параметр потрібну точність вимірювання (обернена задача теорії технічного контролю).

Приклад. Проведено багаторазові вимірювання напруги та визначено закони розподілу її значень та похибок вимірювання:

- закон розподілу виміряних значень напруги: нормальний, середнє значення напруги: 2 В, дисперсія: 0,5 В;
- закон розподілу похибок вимірювання напруги: нормальний, середнє значення: 0 В, дисперсія: 0,11 В.

Підставивши отримані значення в формули (8.29) та (8.31), отримаємо: $\alpha_i=0{,}0482$; $\beta=0{,}0367$.

Інструментальна складова достовірності контролю становитиме $D_i=1-\alpha_i-\beta_i=0{,}9151$.

8.7.9 Визначення інструментальної складової достовірності багатопараметричного контролю

Для правильного оцінювання ступеню готовності ОК до використання необхідно вимірювати значну кількість незалежних параметрів різної фізичної природи. Оцінимо достовірність контролю ОК із m незалежними параметрами (визначимо ймовірності $p(AB)$, $p(A\overline{B})$, $p(\overline{A}B)$, $p(\overline{A}\overline{B})$ за сукупністю m контрольованих параметрів

(ОК у цілому). Ці ймовірності визначаються відповідними ймовірностями контрольованих параметрів.

Визначимо, що розуміється під придатним ОК, що характеризується m незалежними контрольованими параметрами. *Придатним* ОК вважається ОК, у якого придатні (знаходяться в межах встановлених допусків) всі контрольовані параметри, а *непридатним* – ОК, у якого непридатний хоча б один параметр. Відповідно:

$$p(A)=\prod_{k=1}^{m}p(A_k); \tag{8.40}$$

$$p(\overline{A})=1-\prod_{k=1}^{m}p(A_k). \tag{8.41}$$

Оцінювання ОК як придатного можливе, якщо кожний з параметрів оцінений системою контролю як придатний. Тому умовою переходу від ймовірностей окремих параметрів до ймовірностей для всього ОК є:

$$p(B)=\prod_{k=1}^{m}p(B_k); \tag{8.42}$$

$$p(\overline{B})=1-\prod_{k=1}^{m}p(B_k). \tag{8.43}$$

Враховуючи, що

$$p(AB)=\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k), \tag{8.44}$$

і віднімаючи від виразу (8.22) вираз (8.23), з виразу (8.21) вираз (8.24), з урахуванням (8.40), (8.42) отримаємо

$$p(\overline{AB})=p(\overline{A})-p(B)+\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k)=p(\overline{B})-p(A)+\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k); \tag{8.45}$$

$$D_i=p(AB)+p(\overline{AB})=p(\overline{A})-p(B)+2\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k)=$$

$$=1-\prod_{k=1}^{m}p(A_k)-\prod_{k=1}^{m}p(B_k)+2\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k). \tag{8.46}$$

Із формул (8.21) та (8.23) можна отримати, відповідно:

$$p(A\overline{B})=p(A)-\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k)=\prod_{k=1}^{m}p(A_k)-\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k); \tag{8.47}$$

$$p(\overline{A}B)=p(B)-\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k)=\prod_{k=1}^{m}p(B_k)-\prod_{k=1}^{m}p(A_kB_k). \tag{8.48}$$

Таким чином, знаючи ймовірності $p(AB)$, $p(A\overline{B})$, $p(\overline{AB})$, $p(\overline{A}\overline{B})$ і визначивши попередньо $p(A_k)$, $p(B_k)$, $p(A)$, $p(B)$ відповідно за формулами (8.21), (8.23), (8.40), (8.42), за формулами (8.44)-(8.48) визначаються ймовірності $p(AB)$, $p(A\overline{B})$, $p(\overline{AB})$, $p(\overline{A}\overline{B})$ багатопараметричного контролю.

Для обчислення ймовірностей $p(AB)$, $p(A\overline{B})$, $p(\overline{AB})$, $p(\overline{A}\overline{B})$ можуть бути використані залежності:

$$p(B/A)=\frac{p(AB)}{p(A)}=\prod_{k=1}^{m}p(B_k/A_k); \tag{8.49}$$

$$p(\overline{B}/A)=\frac{p(A\overline{B})}{p(A)}=1-\prod_{k=1}^{m}p(B_k/A_k); \tag{8.50}$$

$$p(A/B)=\frac{p(AB)}{p(B)}=\prod_{k=1}^{m}p(A_k/B_k); \tag{8.51}$$

$$p(\overline{A}/B)=\frac{p(\overline{A}B)}{p(B)}=1-\prod_{k=1}^{m}p(A_k/B_k). \tag{8.52}$$

Формула (8.46) дозволяє аналізувати також залежність інструментальної достовірності багатопараметричного контролю від кількості контрольованих параметрів. У табл. 8.5 наведено трактування безумовних та умовних ймовірностей як показників інструментальної складової достовірності контролю.

Таблиця 8.5 – Безумовні та умовні ймовірності

Умовне позначення	Характеристика ймовірності
	Безумовні ймовірності
$p(AB)$	Ймовірність події, що *придатний* ОК буде визнаний *придатним*
$p(A\overline{B})$	Ймовірність події, що *придатний* ОК буде визнаний *непридатним*
$p(\overline{AB})$	Ймовірність події, що *непридатний* ОК буде визнаний *непридатним*
$p(\overline{A}B)$	Ймовірність події, що *непридатний* ОК буде визнаний *придатним*
	Умовні ймовірності
$p(A/B)$	Ймовірність події про те, що ОК опиниться *придатним*, якщо він буде визнаний *придатним*
$p(\overline{A}/B)$	Ймовірність події про те, що ОК опиниться *непридатним*, якщо він буде визнаний *придатним*
$p(\overline{A}/\overline{B})$	Ймовірність події про те, що ОК опиниться *непридатним*, якщо він буде визнаний *непридатним*
$p(A/\overline{B})$	Ймовірність події про те, що ОК опиниться *придатним*, якщо він буде визнаний *непридатним*

8.7.10 Вплив кількості контрольованих параметрів на інструментальну складову достовірності контролю

Розглянемо, як змінюється інструментальна складова достовірності контролю залежно від кількості контрольованих параметрів ОК. Для спрощення досліджень припустимо, що всі контрольовані параметри характеризуються одними величинами ймовірностей. Тоді формули (8.46) – (8.48) набудуть вигляду:

$$D_i = 1 - [p(A_k)]^m - [p(B_k)]^m + 2[p(A_k B_k)]^m; \quad (8.53)$$

$$p(A\overline{B}) = [p(A_k)]^m - [p(A_k B_k)]^m; \quad (8.54)$$

$$p(\overline{A}B) = [p(B_k)]^m - [p(A_k B_k)]^m. \quad (8.55)$$

З урахуванням (8.21) та (8.23) вирази (8.54) – (8.55) перетворяться до вигляду:

$$D_i = 1 - [p(A_k B_k) + p(A_k \overline{B}_k)]^m - $$
$$- [p(A_k B_k) + p(\overline{A}_k B_k)]^m + 2[p(A_k B_k)]^m; \quad (8.56)$$

$$p(A\overline{B}) = [p(A_k B_k) + p(A_k \overline{B}_k)]^m - [p(A_k B_k)]^m; \quad (8.57)$$

$$p(\overline{A}B) = [p(A_k B_k) + p(\overline{A}_k B_k)]^m - [p(A_k B_k)]^m. \quad (8.58)$$

Візьмемо такі значення ймовірностей для одного параметра:
$p(A_k B_k) = 0{,}99$; $p(\overline{A}_k \overline{B}_k) = 0{,}005$; $p(A_k \overline{B}_k) = 0{,}003$; $p(\overline{A}_k B_k) = 0{,}002$.

На рис. 8.24 наведено розраховані D_i, $p(\overline{A}B)$, $p(A\overline{B})$ для даного прикладу.

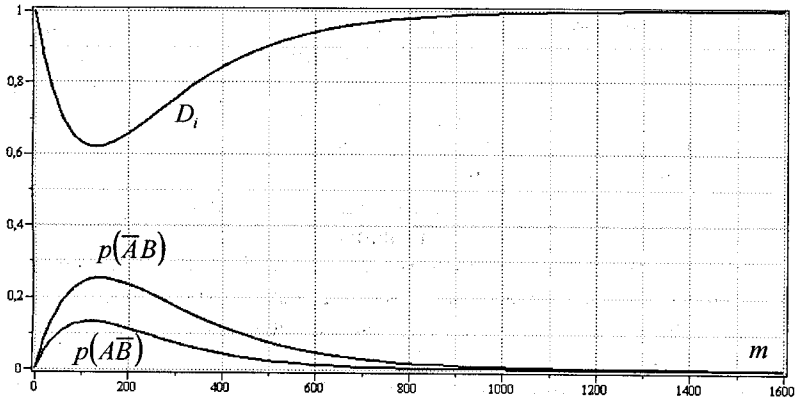


Рисунок 8.24 – Залежність достовірності контролю D_i та ймовірностей $p(\overline{A}B)$, $p(A\overline{B})$ від кількості контрольованих параметрів m

8.8 Приклади систем моніторингу, автоматизованого контролю і технічної діагностики

Підвищення технічного рівня, якості і надійності електрообладнання, покращення їхнього стану перш за все залежить від засобів вимірювань, контролю та технічної діагностики. Тому більшість підприємств переходять на технічне обслуговування обладнання за результатами систем моніторингу, контролю, діагностики. Такі системи за ступенем складності апаратного і програмного забезпечення поділяють на чотири групи.

Прості системи моніторингу реалізують у вигляді комбінації автономних цифрових приладів та відповідних сенсорів і нормалізаторів рівня, інтерфейсу з персональним комп'ютером, промислового монітора оператора та орієнтованого на споживача програмного забезпечення. Результати вимірювань в таких системах подають у вигляді вікон на мнемосхемах об'єкта моніторингу. Основною перевагою таких систем є простота реалізації, а суттєвим недоліком – прийняття рішень оператором.

Більш складними за рівнем програмного забезпечення є **системи автоматизованого контролю** параметрів об'єктів. Окрім операцій опитування первинних вимірювальних перетворювачів, АЦП-перетворення для підвищення достовірності контролю тут необхідно:

- підвищувати алгоритмічно-структурними методами точність вимірювання;
- порівнювати отримані результати з встановленими в стандартах нормами (або науково обґрунтувати значення вставок);
- виводити на екрани промислових моніторів зміну контрольованого параметра в часі з одночасним поданням попереджувальних і граничних значень параметра з одночасним звуковим попередженням;
- накопичувати бази даних з можливістю їхнього перегляду;
- виконувати архівацію баз даних.

В системах автоматизованого контролю діагностика здійснюється за діагностичними словниками. Такі системи потребують підготовки кваліфікованого персоналу і часу на встановлення причин та місця виникнення дефекту.

Напівстаціонарні системи моніторингу та діагностики реалізовані на основі персонального комп'ютера з розділенням функцій отримання первинної вимірювальної інформації на об'єкті і обробки її в спеціально оснащених лабораторіях. Сучасний моніторинг

електрообладнання засновано на збиранні величезних масивів вимірювальної інформації, з якої шляхом детального аналізування, роблять висновок про технічний стан машини. Тільки професіональний експерт здатен «заочно» розібратися в таких масивах даних. Але таких експертів мало, причому вони мають різну кваліфікацію і рівень знань. Враховуючи цей факт багато фірм для моніторингу використовують вимірювальні магнітофони або передають результати вимірювання через мережу Internet. Перевагою є те, що отримані дані подаються у вигляді часових реалізацій, які можна неодноразово опрацьовувати з метою виявлення нових діагностичних ознак. Такі системи мають суттєвий недолік – періодичний контроль технічного стану. Як правило, відмови складових частин при стаціонарному режимі роботи мають випадковий характер. І тому необхідно орієнтуватися на системи: **неперервного моніторингу і діагностики.**

В зв'язку з тим, що від початку виникнення дефекту до його розвитку до критичного стану проходить певний проміжок часу, то виникає необхідність не тільки здійснювати діагностику, але і прогнозувати стан електрообладнання. Періодичність контролю і діагностики необхідно постійно уточнювати. А тому виникає задача самонавчання таких систем. Отже, наступний рівень систем є системи **прогнозування стану об'єктів.**

8.8.1 Приклад автоматизованої системи обліку електричної енергії

До складу комп'ютерної системи обліку електричної енергії (КСОЕ) входять багатофункціональні мікропроцесорні лічильники, комунікаційне обладнання для побудови каналів зв'язку, сервер баз даних та програмний комплекс (рис. 8.25).

Програмний комплекс системи включає:

- служби автоматичного збору даних і автоматичного моніторингу;
- програми налаштування служб автоматичного збирання даних і автоматичного моніторингу;
- програму «Клієнт»;
- програму «Конфігуратор»;
- програму «Моніторинг»;
- базу даних, доступом до якої керує SQL-сервер.

Структура програмного комплексу відображена на рис. 8.26 та наділена такими функціями:

- автоматичне опитування баз даних лічильників;

- здійснення моніторингу вимірюваної лічильниками потужності.

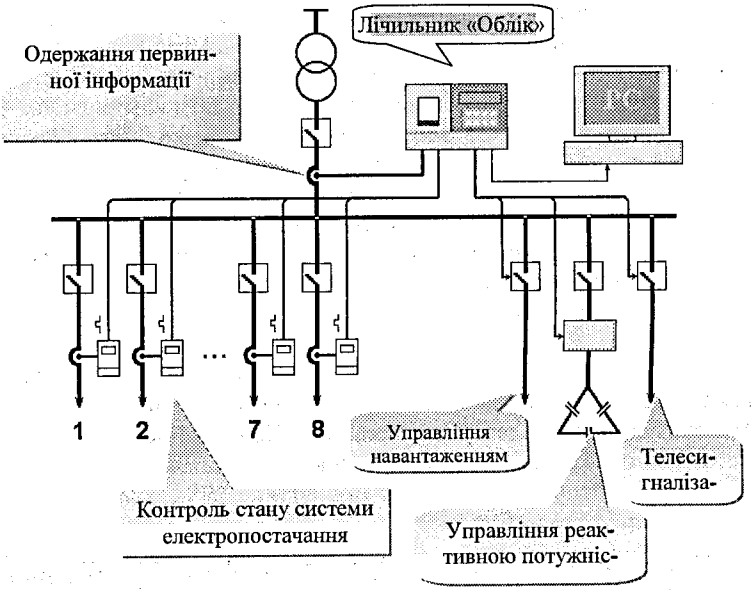


Рисунок 8.25 – Функціональна схема системи автоматизованого обліку електричної енергії

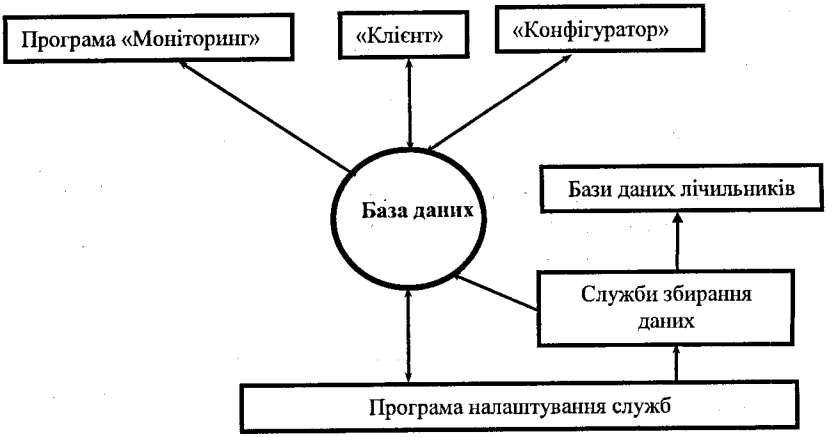


Рисунок 8.26 – Структурна схема програмного комплексу

Програма «Клієнт» здійснює:

- відображення на екрані та друкування графіків навантаження;
- відображення на екрані та друкування звітів про об'єми та режими енергопостачання;
- дистанційне керування опитуванням лічильників.

Програма «Конфігуратор» здійснює налаштування системи:

- вносить до бази даних інформацію про структуру об'єктно-орієнтованої комп'ютерної системи обліку;
- здійснює загальне налаштування об'єктно-орієнтованого програмного комплексу;
- змінює параметри та структуру функціонуючої системи обліку.

Програма «Моніторинг» встановлюється на стороні клієнта і виконує:

- розрахунок та прогнозування на кожну поточну хвилину графіка навантаження об'єкта енергопостачання та його структурних підрозділів, усередненого на інтервалах 30 хвилин;
- контроль та відображення перевищень лімітованих потужностей (реальних та прогнозованих);
- відображення на екрані та у друкованих звітах службових повідомлень.

Багатофункціональний мікропроцесорний лічильник електричної енергії «Облік»

Лічильник «Облік» призначено для виконання таких функцій:

- облік активної та реактивної енергії (окремо споживання та генерація) диференційовано за добовим тарифним розкладом;

- реєстрація кількості імпульсів, що надходять по 8 телеметричних каналах від інших лічильників (диференційовано за добовим тарифним розкладом);

- збереження в базі даних результатів вимірювань на інтервалах усереднення 1, 3, 5, 15, 30, 60 хвилин (не менш як 2160 значень активної та реактивної енергії/потужності та кількості імпульсів по кожному з 8 телеметричних каналів);

- збереження в базі даних максимальних та мінімальних значень фазних струмів і напруг, що досягаються на інтервалах усереднення;

- вимірювання і відображення в реальному часі з усередненням на інтервалі 2 секунди активної та реактивної потужності (окремо по фазах і сумарної), діючих значень фазних струмів і напруг, кутів між фазними струмами та напругами, частоти змінного струму в контрольованій електричній мережі;

- автодіагностика і автоматична реєстрація стану електричних приєднань (відключення кіл вимірювання струму та напруги, відключення кола живлення лічильника) з фіксацією дати і часу порушень.

Лічильник «Облік» є приладом системного призначення і забезпечує безпосереднє передавання інформації в мережу зв'язку з сервером автоматизованої системи обліку по інтерфейсах RS-485 і RS-232.

Основні принципи побудови

Обчислювальний процес у лічильнику організовано за конвеєрним принципом на базі трипроцесорного мікроконтролера. До складу лічильника входять:

- сигнальний процесор для первинної обробки аналогових сигналів (аналоговий);
- процесор для обробки і корегування результатів вимірювань струмів, напруг та кількості імпульсів по телеметричних каналах (логічний);
- процесор для обчислення енергії, потужності та виконання функцій контролера бази даних і комунікаційного сервера (центральний);
- вимірювальні перетворювачі струму і напруги;
- електронні реле для формування вихідних телеметричних каналів лічильника;
- рідкокристалічний дисплей для відображення результатів вимірювань;
- панель управління з псевдо-сенсорною клавіатурою;
- комунікаційні порти RS-232, RS-485.

Структурна схема лічильника зображена на рис. 8.27. Живлення внутрішніх кіл здійснюється від вбудованого стабілізованого джерела постійного струму. Зовнішнє живлення лічильника здійснюється по двох каналах: від кіл вимірювання напруги та від незалежного джерела змінного струму напругою 220 В. Оперативна пам'ять тарифного модуля та годинник реального часу мають резервне живлення від вбудованої літієвої батареї з гарантованим строком живлення 10 років.

Перша складова обчислювального конвеєра забезпечує послідовну (неодночасну) вибірку миттєвих значень струмів та напруг (96 вибірок на періоді) за принципом подвійного сканування, а також аналого-цифрове перетворення та інтегрування на інтервалі 2 секунди результатів добутку струмів і напруг. Одержані результати передаються до другої складової обчислювального конвеєра, після чого аналоговий модуль відновлює свою роботу з вибірками. Завдяки такій організації обчислю-

вального процесу досягається суттєве зменшення інтервалів часу між вибірками.

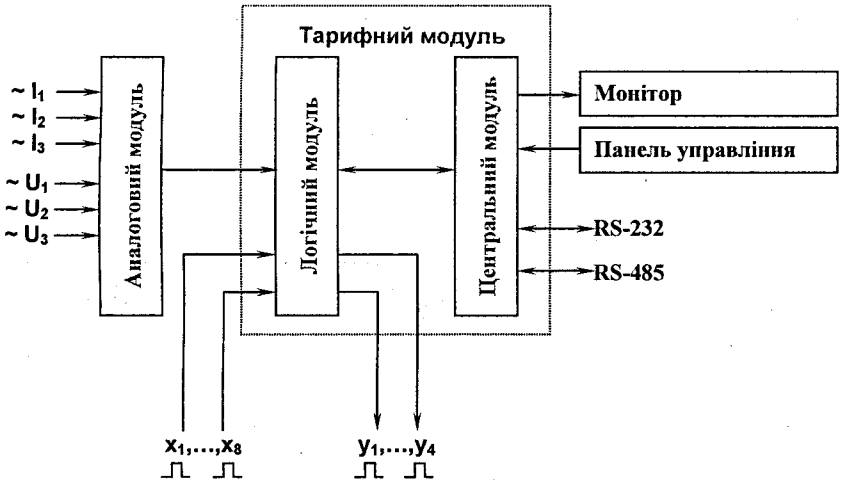


Рисунок 8.27 – Структурна схема лічильника «Облік»

Функціональна схема аналогового модуля подана на рис. 8.28.

До його складу входять: вимірювальні перетворювачі струмів та напруг; 12-розрядний 8-канальний аналого-цифровий перетворювач; мікропроцесор. Вимірювання частоти змінного струму здійснюється шляхом визначення кількості періодів однієї з напруг на інтервалі 2 секунди.

Логічний процесор є другим елементом інформаційного конвеєра, що здійснює обчислення параметрів обліку. Він завершує операції обчислення прибутків активної та реактивної енергії на інтервалі усереднення 2 секунди по основному вимірювальному та восьми додаткових (телеметричних) каналах. Результати обчислень передаються в центральний процесор, що додає енергію по каналах за тарифним розкладом і реєструє графік навантаження. Логічний процесор обчислює такі величини:

- прибуток активної енергії на інтервалі усереднення 2 с;
- прибуток реактивної енергії на інтервалі усереднення 2 с;
- квадрат діючого значення струму в кожній фазі;
- квадрат діючого значення напруги в кожній фазі;
- кількість імпульсів на інтервалі усереднення 2 с по кожному телеметричному каналу;
- кути між струмами та напругами в кожній фазі;

- частоту змінного струму;
- кількість імпульсів пропорційна активній та реактивній вимірюваній потужності, які необхідно передати по вихідних телеметричних каналах за 2 с.

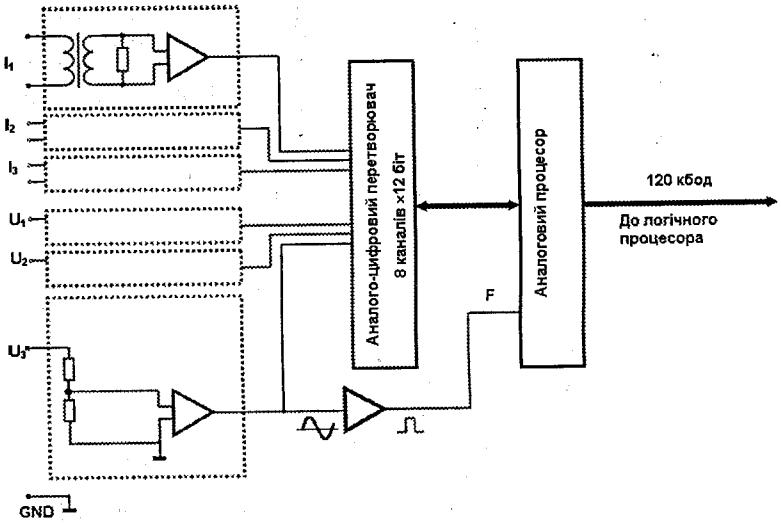


Рисунок 8.27 – Функціональна схема аналогового модуля

В пам'яті логічного процесора зберігається електронна таблиця значень корегувальної функції для корегування похибок трансформаторів струму. Наявність такої таблиці і відповідного алгоритму дозволяє настроювати лічильник на реальний діапазон навантаження вимірювальних кіл, зважаючи на їх нелінійність.

Центральний процесор завершує цикл обчислення таких величин:

- прибутки активної енергії на тарифних інтервалах та календарних періодах;
- прибутки реактивної енергії на тарифних інтервалах та календарних періодах;
- значення активної та реактивної енергії наростаючим підсумком;
- діючі значення струмів та напруг;
- поточні значення активної та реактивної потужностей.

Логічний та центральний процесори структурно об'єднані в тарифний модуль. Крім зазначених вище складових частин він також містить флеш-пам'ять об'ємом 128 кілобайтів, комунікаційні порти RS-232 і RS-

485 та годинник реального часу (RTC), інтегрований з оперативною пам'яттю об'ємом 4 кілобайти і літієвою батареєю.

8.8.2 Приклад системи моніторингу вібрацій гідроагрегатів

Система моніторингу вібрацій є апаратно-програмним комплексом, який складається з чотирьох вимірювальних каналів вібрації (ВКВ1–ВКВ4), підсистеми поточного моніторингу вібрації та підсистеми діагностування і прогнозування, яку наведено на рис. 8.28. Кожна з вищеназваних підсистем розташована на окремому комп'ютері. Розглянемо складові системи детальніше.

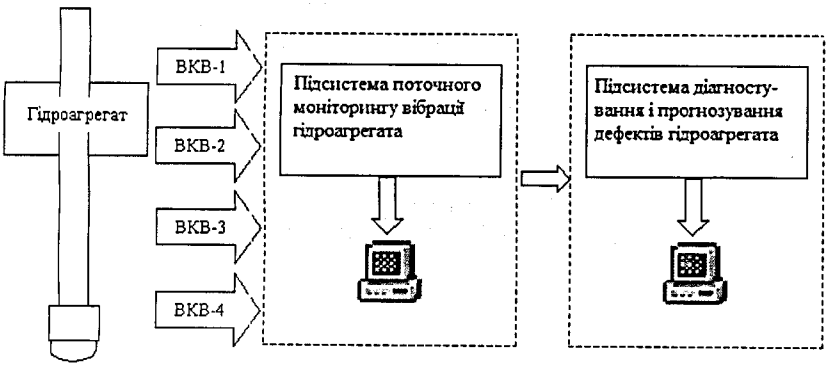


Рисунок 8.28

При неперервному вимірюванні вібраційного процесу в об'єкті найчастіше визначають одну з таких фізичних величин, як *віброзміщення* (амплітуду вібрації), *віброшвидкість* (швидкість зміни координати) та *віброприскорення* (швидкість зміни віброшвидкості).

Вібросенсори ВД1, ВД2 вимірювального каналу ВКВ-1 встановлені на радіальних вертикальному і горизонтальному напрямках на турбінному підшипнику гідроагрегата, а вібросенсори ВД3, ВД4 вимірювального каналу ВКВ-2 на тих же напрямках на опорно-упорному підшипнику. Вібросенсор ВД5 вимірювального каналу ВКВ-3 встановлено в радіально вертикальному напрямку на маслоприймачі гідроагрегата, а сенсор обертів (частоти обертання) СО закріплено біля обертового диска вала. Вібросенсори ВД6, ВД7 вимірювального каналу ВКВ-4 встановлено на радіально вертикальному напрямку на корпусах вентиляторів. Вібросенсори ВД1...ВД7 забезпечують також вимірювання вібрації в осьовому напрямку валів обладнання.

У вібросенсорах ВД1-ВД5 як первинні вимірювальні перетворювачі використано інтегральні акселерометри типу ADXL-322 з діапазоном вимірювання ±2g, а у вібросенсорах ВД6, ВД7 – інтегральні акселерометри типу ADXL-320 з діапазоном вимірювання ±5g. Детально будова та принцип дії вібросенсора (ємнісного акселерометра) наведено в пункті 6.3.2.

Отже, вібросенсори кожного вимірювального каналу за допомогою своїх первинних вимірювальних перетворювачів перетворюють механічні коливання, що викликані обертанням ротора гідроагрегата (вентилятора), у функціонально з ними пов'язаними електричні сигнали, значення яких прямо пропорційне рівню вібрації в двох ортогональних напрямах.

Крім вібросенсорів до складу вимірювального каналу входить агрегатний мікроконтролер, в якому здійснюється фільтрація, підсилення і аналого-цифрове перетворення отриманих з виходу сенсорів аналогових електричних сигналів. До його складу входять такі елементи:

- активні фільтри на операційних підсилювачах;
- аналогові мультиплексори;
- підсилювач зі змінним коефіцієнтом підсилення;
- аналого-цифровий перетворювач;
- джерело опорної напруги;
- мікроконтролер;
- енергонезалежна оперативна пам'ять;
- приймачі-передавачі інтерфейсу RS-485;

Для виділення сигналів, що надходять від вібросенсорів, які встановлено на гідроагрегаті, використовуються фільтри нижніх частот, а для виділення сигналів, що надходять від вібросенсорів, які встановлено на двигунах вентиляторів, використовується комбінація фільтрів верхніх та нижніх частот. Будова та принцип дії вимірювального каналу вібрацій наведено в підрозділі 7.15.

В результаті формуються реалізації цифрових значень вібрацій розподілених в часі з заданим кроком дискретизації, які передаються по лініях зв'язку інтерфейсу RS-485 в підсистему поточного моніторингу вібрації.

Структурна схема підсистеми поточного моніторингу наведена на рис. 8.29. Основна програма підсистеми в режимі реального часу отримує вібросигнали від вимірювальних каналів (ВКВ1–ВКВ4), виконує первинну обробку даних, здійснює операцію контрою та архівацію.

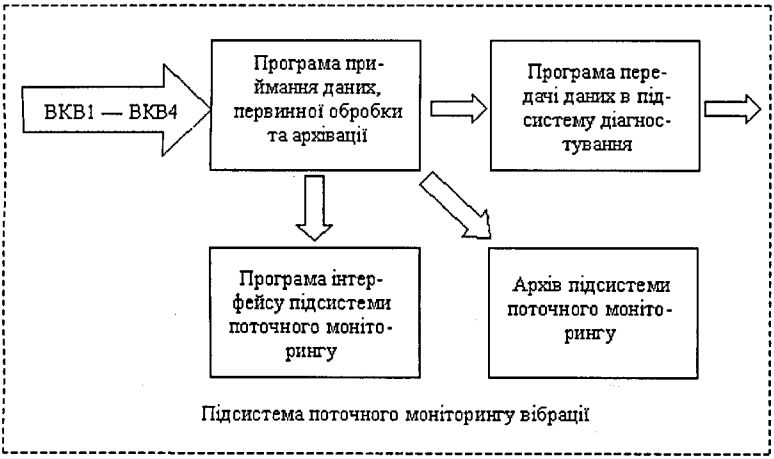


Рисунок 8.29

Максимально допустимі значення вібрацій на конструктивних елементах гідроагрегата дорівнюють 160 мкм, а на конструктивних елементах вентиляторів – 113 мкм.

При досягненні максимально допустимого значення вібрації з комп'ютера системи моніторингу на комп'ютер управління агрегатом передається команда на *зупинку* та на *аварійну сигналізацію*. На мнемосхемі відповідного гідроагрегата червоним кольором відображається інформація про причини подачі команди на *зупинку*.

Сигнал на *попередження* відображається на мнемосхемі жовтим кольором при перевищенні виміряних значень вібрацій на 25% від встановленого робочого значення. Такий стан агрегата супроводжується звуковою *попереджувальною сигналізацією*.

Основні функції архівації та зберігання даних:

- формування архівної бази всієї системи моніторингу з прив'язкою до астрономічного часу;
- архівація ходу зміни в часі параметрів вібрації у вигляді тренду;
- архівація протоколів аварійних ситуацій;
- архівація протоколів передаварійних і післяаварійних ситуацій.

Архівна інформація доступна для використання в розрахункових задачах.

Формування і виведення вихідної інформації:

- виведення даних на монітор у вигляді мнемосхеми;
- подання інформації у вигляді графіків;

- виведення вікон з результатами вимірювань та допусками на значення вібрації.

Функціональні можливості мнемосхеми:

- умовне графічне зображення одночасно трьох гідроагрегатів на екрані монітора (рис. 8.30);
- автоматичний та ручний режими спостереження за кожним агрегатом окремо (рис. 8.31);
- автоматичний режим реалізується програмно (без участі оператора) у випадку відхилення вібрацій на гідроагрегаті від норми.

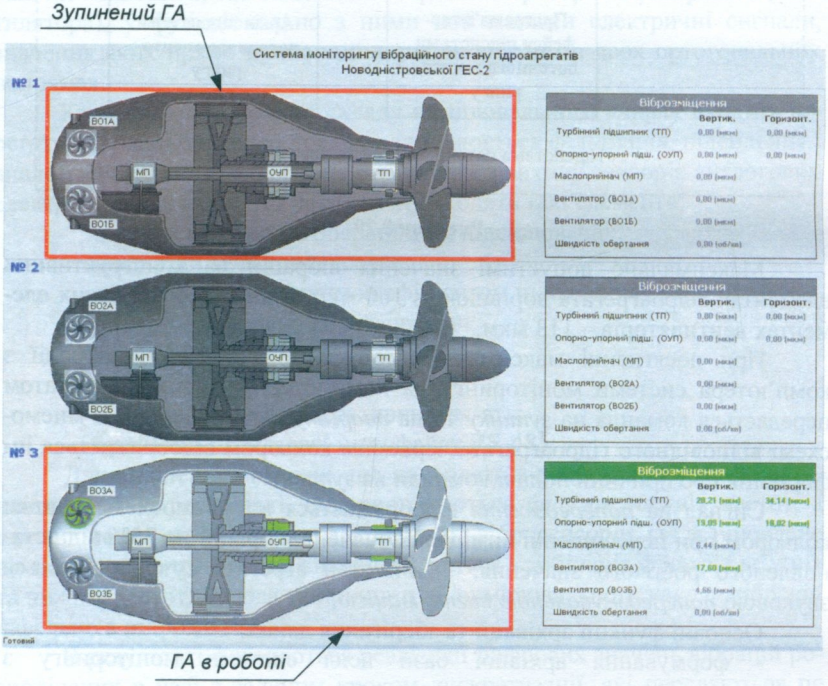


Рисунок 8.30

В цьому режимі на екрані монітора автоматично формується мнемосхема гідроагрегата, в якому виявлено відхилення, з одночасним поданням графічної та цифрової інформації про вібрацію;

- ручний режим вибирається оператором в разі необхідності з виведенням аналогічної інформації про вібраційний стан конкретного гідроагрегата;

- на мнемосхемі відображаються три режими роботи гідроагрегата: НОРМА, ПОПЕРЕДЖЕННЯ, ЗУПИНКА.

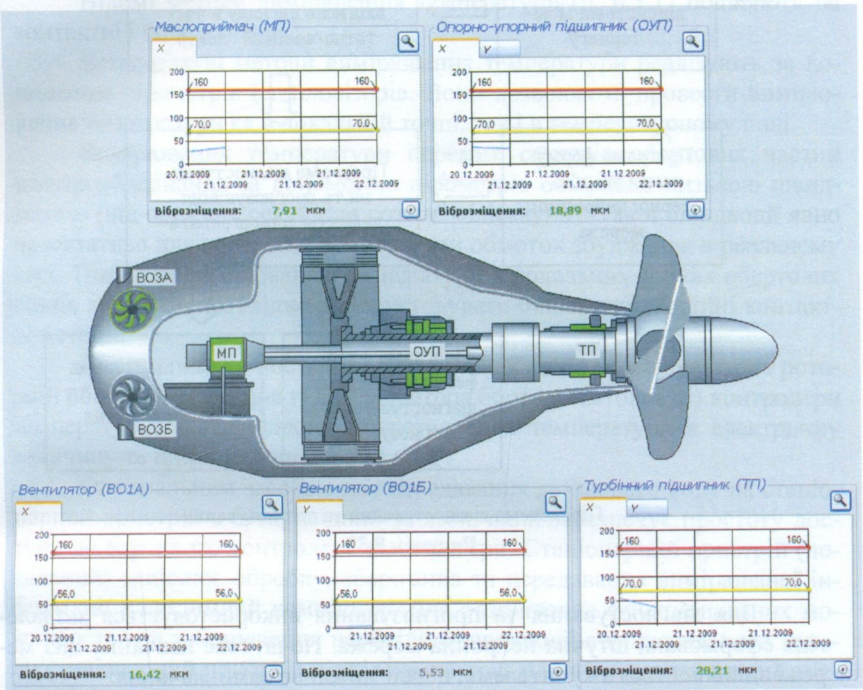


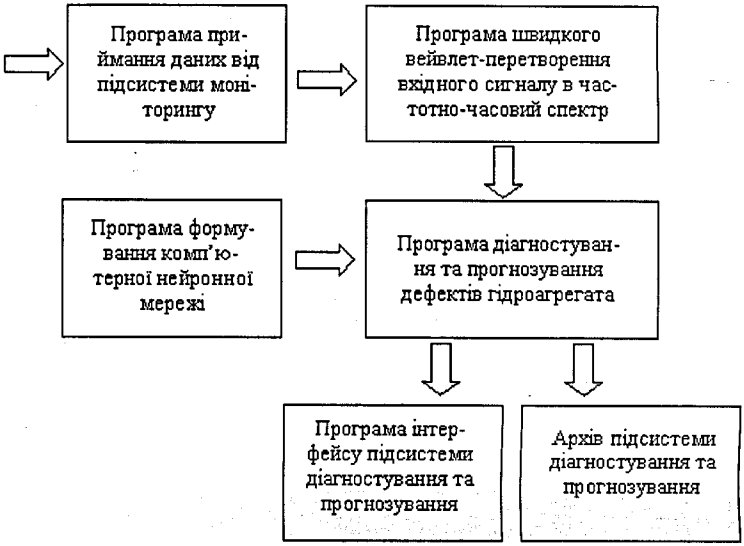
Рисунок 8.31

Крім того, допоміжна програма зі заздалегідь визначеним інтервалом часу формує масив даних і надсилає його до підсистеми діагностування і прогнозування за допомогою процедури WinSocket.

Підсистема діагностування і прогнозування дефектів наведена на рис. 8.32.

На початку роботи підсистеми в ній формується штучна нейронна мережа. Архітектура і характеристики нейромережі мають бути визначені в результаті подальших досліджень.

Вхідними даними підсистеми діагностування і прогнозування є масив, який надходить від підсистеми моніторингу за допомогою процедури WinSocket. Він містить в собі 7 стеків значень вібросигналу, які підсистема моніторингу одержує від вібросенсорів ВД1–ВД7.



Підсистема діагностування та прогнозування

Рисунок 8.32

Для діагностування та прогнозування використовується заздалегідь сформована штучна нейронна мережа. Початкове навчання цієї мережі здійснюється з «учителем», а далі можливе самонавчання.

Всі ці діагностичні та прогнозні висновки повинні відображатися інтерфейсом підсистеми, а також записуватися до архіву.

Застосування системи моніторингу дозволяє виявити на ранній стадії появу дефектів частин гідроагрегата, що обертаються, і, таким чином, своєчасно унеможливити виникнення аварійних ситуацій, а також зменшити капітальні витрати на проведення ремонтів. Така конфігурація архітектури побудови системи дозволить зменшити похибку вимірювального каналу вібрацій порівняно з традиційним підходом (п'єзоелектричні, електромеханічні) з 15–20 % до 3–5 %, суттєво зменшити масу та габаритні розміри.

8.8.3 Приклад системи автоматизованого контролю температури обмоток збудження гідрогенераторів

Основною особливістю вимірювання температури як неелектричної величини є її перетворення в електричну за допомогою первинного

вимірювального перетворювача (сенсора) з подальшим її вимірюванням вторинним електровимірювальним приладом.

Відомі методи вимірювання температури (п. 6.3.1) поділяють на контактні і безконтактні.

Безконтактні методи вимірювання температури реалізують за допомогою пірометрів і тепловізорів. Вони дозволяють провести вимірювання температури як в локальній точці, так і в температурному полі.

Вимірювання температури окремих секторів обертових частин електрообладнання за допомогою пірометрів обмежено низькою швидкодією (від одиниць секунд до сотень мілісекунд). Такої швидкодії явно недостатньо для контролю температури обмоток збудження в реальному часі. Тому для вимірювання температури в локальних точках обертових вузлів агрегатів необхідно використовувати більш швидкодійні контактні методи.

Для вирішення поставленої задачі необхідно розташувати на роторній обмотці збудження гідрогенератора бортові (автономні) контролери температури, які здійснюють перетворення температури в електричну величину та цифровий двійковий код.

Оптимальним засобом для передавання двійкового коду на стаціонарний пристрій є безпровідний зв'язок, який забезпечує простоту доступу до бортового контролера температури. Стаціонарний пристрій (локальний) здійснює обробку, зберігання та передавання вимірюваної інформації в системний комп'ютер. Для розширення функціональних можливостей та забезпечення необхідної швидкодії вимірювального каналу стаціонарний пристрій розділено на локальний та магістральний мікроконтролери.

Отже, основними складовими системи автоматизованого контролю температури (рис. 8.33) є такі: полюсний контролер температури; локальний контролер; магістральний контролер; інтерфейсний кабель з перетворювачем інтерфейсу RS-485; персональний комп'ютер; програмне забезпечення.

Полюсний контролер температури і локальний контролер з'єднані між собою безпровідним каналом зв'язку.

Полюсний контролер температури складається з: сенсора температури; керувального мікроконтролера; передавача безпровідного каналу зв'язку; автономного джерела живлення.

Основними вимогами до цього функціонального блока є: висока точність; висока швидкодія; висока завадостійкість; мінімальне енергоспоживання; мінімальні малогабаритні характеристики.

Температурний сенсор призначений для перетворення неелектричної величини температури в електричний сигнал.

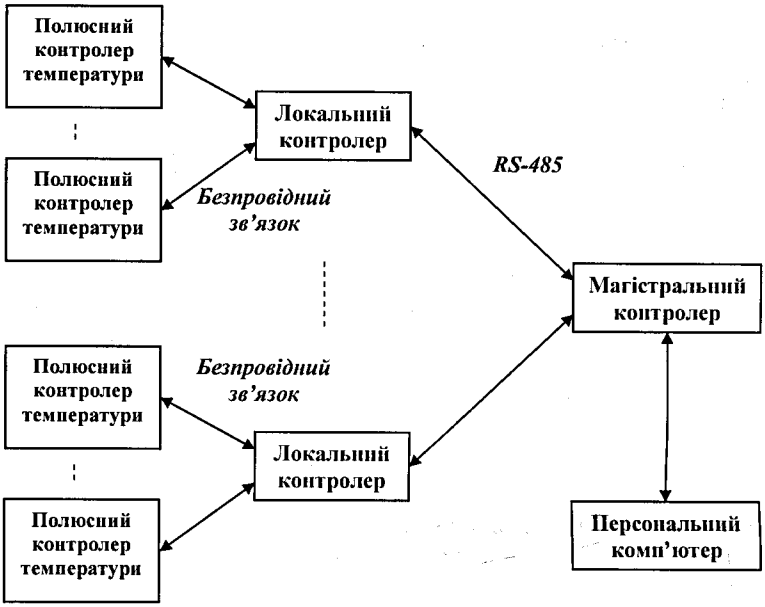


Рисунок 8.33

Широко розповсюджені в даний час термометри опору та термопари мають такі недоліки: нелінійність функції перетворення; вплив параметрів їхніх інтерфейсних кіл на похибку перетворення; незадовільні для даної задачі інерційні властивості (постійна часу знаходиться в межах від десятків секунд до одиниць хвилин).

В діапазоні зміни температури від -0 до +100 °С значно ефективнішими є інтегральні сенсори температури. Вони дозволяють з більш високою точністю та швидкодією здійснювати вимірювання температури вузлів і агрегатів електрообладнання. При цьому мають низьку вартість і значно ширші функціональні можливості.

Інтегральний сенсор температури має у своєму складі термочутливий елемент (первинний вимірювальний перетворювач) та схему попередньої обробки вимірюваної інформації, які виконані на одному кристалі і конструктивно реалізовані в одному корпусі.

На відміну від термопар в інтегральних сенсорах не виникає необхідності в розробці додаткової схеми компенсації холодного спаю та схеми лінеаризації статичної характеристики. Також немає необхідності в розробці додаткових зовнішніх схем компараторів або АЦП для перетворення аналогового сигналу в цифровий двійковий код. Всі ці функції

уже вбудовані в інтегральні температурні сенсори. В зв'язку з цим вони мають низьке, прийнятне для поставленої задачі, енергоспоживання.

Фірмами виробниками інтегральних сенсорів є Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments, Maxim та інші. Порівнюючи технічні характеристики цих та інших фірм, можна стверджувати, що за параметрами сенсори даного типу досить близькі. Проте вони мають і свої особливості.

Наприклад, характерною особливістю мікросхем фірми Maxim є наявність відкаліброваних сенсорів, що забезпечує похибку вимірювання ±0,5 °С в широкому діапазоні зміни температури та напруги живлення. Серед відкаліброваних інтегральних сенсорів фірми Maxim своїми параметрами виділяються сенсори DS600 з аналоговим виходом та сенсор DS1626 з цифровим виходом.

Основні метрологічні характеристики інтегрального сенсора температури DS600:

- похибка вимірювання: ±0,5 °С в діапазоні -20...+125 °С;
- похибка вимірювання ±0,75 °С в діапазоні -40...+125 °С;
- калібрована вихідна напруга в точці 0 °С дорівнює 509 мВ;
- чутливість вимірювального перетворення складає 6,5мВ/°С;
- діапазон зміни напруг живлення 2,7…5,5 В;
- струм споживання в активному режимі не більше 140 мкА, а в режимі очікування не більше 2,5 мкА.

Основні метрологічні характеристики інтегрального сенсора температури DS1626:

- похибка вимірювання: ±0,5 °С в діапазоні -0...+70 °С;
- похибка вимірювання ±2 °С в діапазоні -55...+125 °С;
- час перетворення не більше 94 мс;
- діапазон зміни напруг живлення 2,7…5,5 В;
- струм споживання в активному режимі не більше 1000 мкА, а в режимі очікування не більше 1,5 мкА.
- передача цифрових даних здійснюється інтерфейсом SPI.

Аналіз наведених вище інтегральних сенсорів температури показує, що використання мікросхеми DS600 забезпечує більш широкий температурний діапазон при значно меншому енергоспоживанню, але вимагає додаткового АЦП.

Низьке енергоспоживання вимагає того, щоб мікроконтролер переважну більшість свого часу роботи знаходився в режимі очікування («спання»), що забезпечить мікроспоживання, та повинен мати схему для періодичної активації (перехід в робочий режим).

Схема активації повинна забезпечувати переривання мікроконтролера точно в момент попадання температури бортового контролера в зо-

ну дії локального мікроконтролера. Дана обставина дуже важлива у випадку, коли для вимірювання температури обмоток збудження використовують декілька контролерів.

Отже, керувальний мікроконтролер має у своєму складі інтегральну програмну FLASH и EEPROM-пам'ять, а також інтегральні периферійні пристрої: АЦП, аналоговий компаратор і інтерфейс SPI. Як керувальний мікроконтролер можна використати, наприклад мікроконтролер фірми Atmel – ATtiny44A с такими параметрами:

- ємність програмної FLASH-пам'яті 4 кбайти;
- ємність пам'яті даних EEPROM 256 байтів;
- тактова частота до 20 МГц;
- периферійні пристрої;
- 10-розрядний АЦП, диференціальний аналоговий компаратор, інтерфейс SPI, 8- и 16-бітовий таймер;
- робоча напруга живлення 1,8…5,5 В;
- струм споживання в активному режимі не більше 200 мкА, а в режимі очікування не більше 15 мкА.

Безпровідний канал зв'язку в бортовому контролері температури реалізовано у вигляді радіопередавача, робоча частота якого стабілізується за допомогою резонатора ПАВ. Передача вимірювальної інформації здійснюється на несучій частоті 433,92 МГц зі швидкістю 57600 біт/с.

Автономне джерело живлення забезпечує роботу бортового контролера температури як у режимі вимірювання, так і в режимі передачі вимірюваної інформації.

Важливою характеристикою бортового контролера є його низьке енергоспоживання.

В режимі вимірювання температури інтегральний сенсор та керувальний мікроконтролер знаходяться в активному стані, а радіопередавач – в режимі очікування. Для напруги живлення +3,3 В їх струми споживання складають відповідно 140 мкА, 200 мкА, 1мкА. Максимальний час перетворення не перевищує 1 мс. За цей час вимірювання загальний струм споживання складає 341 мкА.

В режимі передачі активними є мікроконтролер та радіопередавач, а сенсор температури знаходиться в режимі очікування. Для напруги живлення +3,3 В їхні струми споживання відповідно складають 120 мкА, 2000 мкА, 2,5 мкА. Максимальний час передачі 6 байтів вимірюваної інформації при швидкості 57600 біт/с не перевищує 1 мс. Загальний струм споживання протягом цього часу передачі буде складати 2122,5 мкА.

Полюсний контролер температури забезпечує вимірювання одного значення температури за один оберт гідроагрегата. Тому період обертання його ротора дорівнює

$$T_p = \frac{1}{f_p} = \frac{1}{1{,}785} = 0{,}56\,\text{с}.$$

Відповідно до цього, контролер температури може знаходитися в режимі очікування (мінімального енергоспоживання) протягом 558 мс. При цьому струм споживання не перевищить 18,5 мкА.

Отже, загальний середній струм споживання не перевищить 23 мкА. Тому як автономне джерело живлення можна використати або літієву батарею, або технологію RFID.

Агрегатний мікроконтролер

Призначений для прийому цифрових кодів безпровідним каналом з полюсного контролера температури, їх запам'ятовування, накопичування даних та попередньої обробки. Інтерфейс агрегатного мікроконтролера виконаний у вигляді RS-485.

Довжина лінії зв'язку для цього інтерфейсу не повинна перевищувати 30 м. Оперативна пам'ять агрегатного мікроконтролера не менше 2 кбайтів. Максимальна швидкодія передачі даних від агрегатного мікроконтролера не менше 115,2 кбіта.

Магістральний мікроконтролер

Магістральний мікроконтролер призначений для збирання інформації з агрегатного мікроконтролера, обробки та передачі сформованими пакетами даних в системний комп'ютер. Інтерфейс магістрального мікроконтролера виконати у вигляді RS-485. Довжина лінії зв'язку для цього інтерфейсу не повинна перевищувати 300 м. Оперативна пам'ять магістрального мікроконтролера не менше 4 кбайтів. Максимальна швидкодія передачі даних від магістрального мікроконтролера не менше 115,2 кбіта.

В системному комп'ютері результати вимірювань температури подаються у вигляді тренду числових значень на його екрані.

Архітектура побудови такої системи автоматизованого контролю температури обмоток збудження забезпечує організацію 56- або 112-канальної вимірювальної системи температури.

Основні метрологічні характеристики одного вимірювального каналу системи: крок дискретизації 560 мс; максимальне значення абсолютної похибки ±0,25 °С; максимальне значення відносної похибки 1 %; швидкодія COM-порта персонального комп'ютера відповідає вимогам технічного завдання (115,2 кбіта).

8.9 Системи технічної діагностики

Якщо ж один чи декілька параметрів, що характеризують стан об'єкта, виходять за межі допуску, то виникає задача встановлення причин і місця виникнення браку (табл. 8.6). Для цього в пам'яті числового перетворювача (персонального комп'ютера) мають бути діагностичні ознаки.

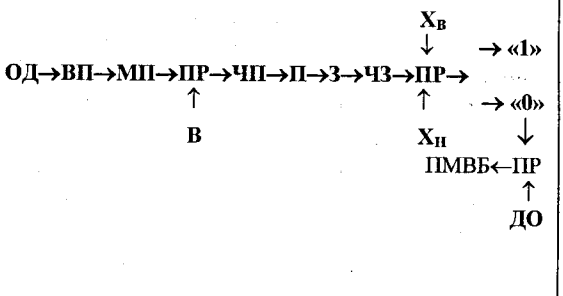
Технічне діагностування – це пошук відмови, тобто визначення місця і, за необхідності, причини та виду відмови об'єкта.

Процес технічного діагностування не є самоціллю і потрібен для того, щоб можна було зробити необхідні впливи на об'єкт: регулювання, заміну дефектних елементів, ремонт. Час пошуку відмови складних систем істотно більше часу їх усунення. Тому одна з основних задач технічного діагностування – складання алгоритму пошуку.

Сукупність засобів, які забезпечують визначення стану об'єкта, який перевіряється, та виявляють місце несправності у разі його перебування в неробочому стані, а також взаємодіють з ОК за правилами, встановленими відповідною документацією, називається системою технічного діагностування.

Окремий тестовий або робочий вплив на об'єкт і відповідь, що знімається з об'єкта, називаються елементарною перевіркою об'єкта. Певна сукупність тестових впливів і послідовність їх виконання, що забезпечує діагностування, визначає тест діагностування, або скорочено – тест.

Таблиця 8.6 – Послідовність операцій, що виконується у СТД

Послідовність операцій	Умовне позначення
	ОК – об'єкт діагностування ВП – вимірювальне перетворення МП – масштабування В – відтворення ПР – порівняння П – передача З – запам'ятовування ЧП – числове перетворення ЧЗ – числове значення $X_Н$ – нижня межа норми $X_В$ – верхня межа норми 1/0 – придатний ДО – діагностичні ознаки ПМВБ – причини і місце виникнення браку

Тест, призначений для перевірки роботоздатності об'єкта, є перевірним. Тест, який забезпечує пошук місця відмови, називається тестом пошуку відмови, або розрізнювальним тестом.

Алгоритмом діагностування називається сукупність приписів про порядок проведення діагностування, він задає сукупність елементарних перевірок або тестів, послідовність їх реалізації та правила обробки результатів перевірок.

Умовним алгоритмом діагностування називається алгоритм, в якому зміст чергової перевірки залежить від результатів попередніх перевірок.

Безумовним алгоритмом діагностування називається алгоритм, в якому зміст чергової перевірки не залежить від результатів попередніх перевірок. Якщо видача результатів діагностування здійснюється тільки після завершення всіх елементарних перевірок, то має місце *алгоритм з безумовною зупинкою.*

Алгоритм, в якому передбачено видачу результатів діагностування після кожної елементарної перевірки або певної групи перевірок та припинення перевірок при виявленні місця порушення технічного стану об'єкта контролю до закінчення всіх передбачених перевірок, називають *алгоритмом з умовною зупинкою.*

Розрізняють пряму задачу діагностування, коли здійснюється пошук місця і причини відмови, і обернену задачу діагностування: якщо відомі місце і причина відмови, необхідно розробити алгоритм діагностування, тобто сукупність елементарних перевірок, які дозволили би за мінімальний час визначити дефект.

8.9.1 Методи тестового та функціонального діагностування

В залежності від способу визначення можливих відхилень контрольованих параметрів розрізняють методи тестового та функціонального діагностування.

При тестовому діагностуванні на об'єкт подаються спеціальні тестові впливи від засобів діагностування, а за вихідними сигналами об'єкта визначається його реакція на вхідні впливи і приймається рішення про місце і причину відмови. При цьому, звичайно, об'єкт не використовується за основним призначенням, а працює тільки для задач діагностики.

При функціональному діагностуванні, а воно здійснюється під час використання об'єкта за призначенням, аналізуються тільки робочі (штатні) впливи, передбачені алгоритмом функціонування об'єкта, за вихідними сигналами об'єкта визначається місце і причина відмови. Таке діагностування дасть можливість негайно реагувати на порушення

правильності функціонування об'єкта і шляхом заміни вузлів, які відмовили, введення в дію резерву або операцій перемикання режиму роботи, що дозволяє забезпечити нормальне або прийнятне виконання об'єктом його функцій. Недоліком функціонального діагностування є те, що робочі впливи не можуть вибиратися з умови оптимальності процесу діагностування і не завжди забезпечується необхідна глибина діагностування.

Схема тестового діагностування (рис. 8.34) працює так: блок управління БК визначає послідовність проведення елементарних перевірок і формує алгоритм діагностування, видає команди в блок діагностичних тестів БДТ, який задає тестові впливи υ_i. Згідно з заданим алгоритмом діагностування впливи υ_i, через ПСОД надходять на вхід ОД. Одночасно впливи υ_i надходять на ФМ об'єкта діагностування. ПСОД управляє сигналами БК і комутує канали зв'язку між БК і ОД. $\mathbf{R}_i$ - реакції, які знімають з виходів ОД, надходять на ВПП, а після вимірювання та перетворення – на вхід БП. На другий вхід БП надходять реакції ФМ на тестові впливи. Результат порівняння в БПР дозволяє визначити місце і причину відмови.

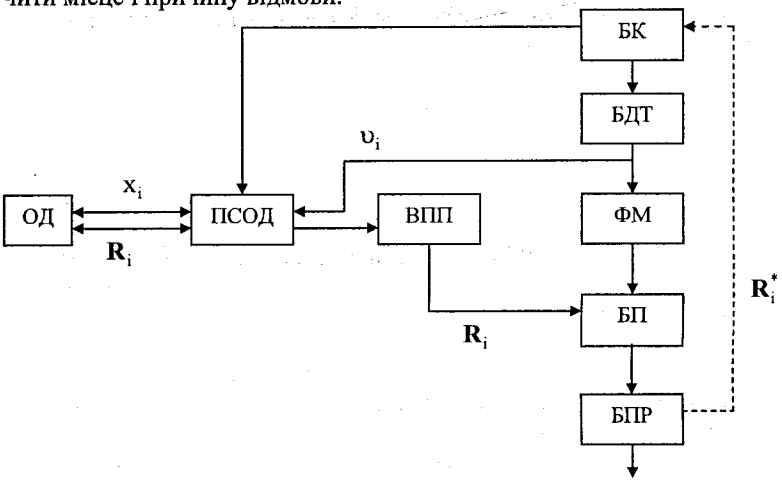


Рисунок 8.34 – Схема тестового діагностування:
ОД – об'єкт діагностування; БК – блок управління; ПСОД – пристрій сполучення з об'єктом діагностування; БДТ – блок діагностичних тестів; ФМ – фізична модель; ВПП – вимірювально-перетворювальний пристрій; БП – блок порівняння; БПР – блок прийняття рішення

Наявність зв'язку між БПР і БК залежить від виду алгоритму діагностування. Якщо алгоритм технічного діагностування умовний, то зазначений зв'язок існує. Якщо алгоритм безумовний, то зв'язок між БПР та БУ відсутній.

Схема функціонального діагностування не наводиться, тому що вона відрізняється тільки відсутністю БДТ. Вибір методу діагностування визначається не тільки його перевагами і недоліками, але й умовами, за яких воно здійснюється: до роботи об'єкта чи через деякий час його роботи або весь час при роботі об'єкта.

8.9.2 Критерії та методи розробки алгоритмів діагностування

Число можливих станів об'єкта діагностики визначається кількістю k елементів, з яких складається об'єкт $N = 2^k$. Один з цих станів – роботоздатний, а решта нероботоздатні. При цьому кожен з k елементів може знаходитися тільки в двох станах: або роботоздатний, або нероботоздатний. Якщо пристрій складається з 1000 об'єктів, то число станів може бути $N = 2^{1000}$. Розробити алгоритм з такою кількістю тестів не є можливим. Для вирішення завдання пошуку відмов доцільно зробити певні обґрунтовані припущення. Одним з таких припущень є те, що на практиці малоймовірні випадки одночасної відмови більше одного елемента в одному і тому ж об'єкті контролю.

Кожну перевірку у процедурі діагностування можна охарактеризувати рядом показників, до числа яких належать: час, необхідний для вимірювання даного параметра; додаткове обладнання, вартість цього обладнання. При розробці системи діагностування оптимізація системи проводиться за одним з цих факторів, а на інші накладаються обмеження.

На практиці часто використовують прості алгоритми діагностування (пошуку відмови).

Найбільш простим є послідовна перевірка справності кожного з елементів об'єкта діагностування. При цьому імовірність відмов та інші фактори не враховуються. Максимальна кількість перевірок буде $П = k - 1$. Цей метод практично не застосовується, за винятком зовнішнього огляду об'єкта.

Послідовна перевірка в порядку зменшення ймовірності відмови – перевіряється елемент, вірогідність відмови якого максимальна. Якщо він справний, то перевіряється наступний і т. д. В цьому випадку кількість перевірок і час їх проведення значно скорочується.

Перевірка з урахуванням імовірності відмови і часу пошуку – може забезпечити скорочення часу пошуку місця відмови. Нехай є система, що складається з k елементів, один з яких несправний. Імовірність

відмови і часу перевірок кожного елемента дорівнює відповідно p_i та τ_i де $i=1,...,k$. Якщо вибирається послідовність перевірок елементів у відповідності з їх нумерацією, то математичне сподівання часу пошуку за цією програмою

$$M_{n1}=\rho_1\tau_1+\rho_2(\tau_1+\tau_2)+...+\rho_k(\tau_1+\tau_2+...+\tau_k).$$

Якщо послідовність перевірок обрана інша, наприклад: 2, 1, 3, 4,... k, то математичне сподівання часу перевірки

$$M_{n2}=\rho_2\tau_2+\rho_1(\tau_1+\tau_2)+...+\rho_k(\tau_1+\tau_2+...+\tau_k).$$

Перша програма буде ефективніше другої, якщо математичне сподівання

$$M_{n1}-M_{n2}<0, \text{ тобто } \rho_2\tau_1<\rho_1\tau_2 \text{ або} \left(\rho_2/\tau_2<\rho_1/\tau_1\right).$$

Таким чином, побудувавши послідовність перевірок згідно з нерівністю

$$\left(\rho_1/\tau_1\right)>\left(\rho_2/\tau_2\right)>\left(\rho_3/\tau_3\right)>...>\left(\rho_k/\tau_k\right),$$

ми отримали мінімальне математичне сподівання часу перевірок. Можна побудувати метод пошуку відмови на основі врахування імовірності відмови і вартості перевірки, тоді замість часу підставляють вартість.

Простий половинний поділ (розбиття). Ланцюжок послідовно з'єднаних елементів, при допусканні рівної імовірності їх відмов, розбивають на дві приблизно рівні частини (рис. 8.35).

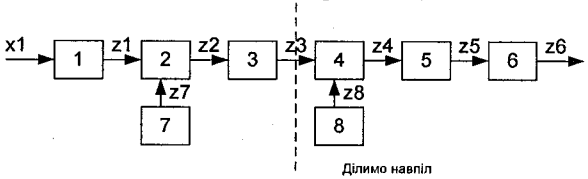


Рисунок 8.35 – Схема методу половинного поділу

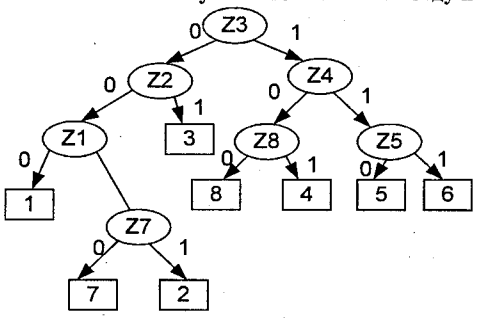


Рисунок 8.36 – Граф алгоритму пошуку відмов

Виявивши відмову в одній з частин схеми, ще раз здійснюється розбиття до виявлення відмови. Алгоритм пошуку елемента, що відмовив, наведено на рис. 8.36. Його подано у вигляді дерева відмов, де «1» означає справний стан, а «0» – несправний.

Поділ системи на дві частини з рівними ймовірності відмов дозволяє значно зменшити час пошуку відмови. Якщо всі елементи об'єкта діагностування мають рівну надійність, то застосування даного методу виправдано, оскільки дає значний виграш у скороченні кількості перевірок. Наприклад, при кількості елементів об'єкта 100 кількість перевірок скорочується приблизно в 12 разів. Метод широко застосовується при пошуку несправності в електричних колах.

8.9.3 Інформаційний критерій пошуку 1-го несправного елемента

Відправним пунктом є функціональна схема пристрою. На підставі цієї схеми (рис. 8.37) будується матриця, яка є квадратною.

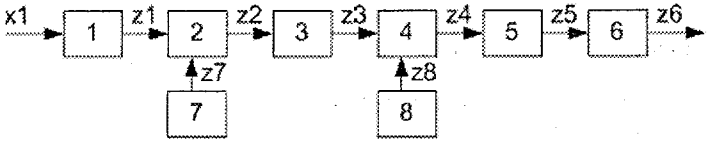


Рисунок 8.37

Рядки матриці відповідають значенням (рівням) вихідних сигналів елементів: "0" – в нормі, а "1" – не в нормі при аналізі однієї з можливих ситуацій. Si-й ситуації відповідає припущення, що відмовив i-й елемент.

Стовпці є вихідними сигналами елементів, що відповідають ситуації, яка розглядається.

У таблиці наведено матрицю станів

	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6	Z7	Z8
S1	0	0	0	0	0	0	1	1
S2	1	0	0	0	0	0	1	1
S3	1	1	0	0	0	0	1	1
S3	1	1	1	0	0	0	1	1
S5	1	1	1	1	0	0	1	1
S6	1	1	1	1	1	0	1	1
S7	1	0	0	0	0	0	0	1
S8	1	1	1	0	0	0	1	0

При побудові матриці виходять з того, що при відмові i-го елемента на перетині Si рядка і Zi стовпця ставиться – "0".

Згідно з цим не в нормі будуть і вихідні сигнали блоків, які будуть пов'язані послідовно з виходом i-го блока (з виходом можуть бути пов'язані кілька гілок).

Тому в матриці станів в рядку Si ставиться "0" для Zk модулів, пов'язаних з виходом Zi-го модуля, який, як ми припускаємо, відмовив.

Матрицю станів транспонують і отримують матрицю несправностей.

	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
Z1	0	1	1	1	1	1	1	1
Z2	0	0	1	1	1	1	0	1
Z3	0	0	0	1	1	1	0	1
Z4	0	0	0	0	1	1	0	0
Z5	0	0	0	0	0	1	0	0
Z6	0	0	0	0	0	0	0	0
Z7	1	1	1	1	1	1	0	1
Z8	1	1	1	1	1	1	1	0

Припускаємо, що відмови елементів однаково ймовірні $P(Si) = \frac{1}{N}$.

З матриці несправності можна визначити імовірності того, що і-й елемент не відмовив

$$P(Zi) = \frac{m}{N},$$

де m – число одиниць у і-му рядку; N – число елементів в пристрої.

Ймовірність того, що елемент Zi відмовив – $P(\overline{Zi}) = \frac{N - m}{N}$.

До відшукання елемента, що відмовив вихідна ентропія може бути подана виразом

$$H_0 = -\sum_{i=1}^{N} P(Si)\log_2 p(Si) = \log_2 N.$$

Для того, щоб визначити який елемент необхідно контролювати першим при відшуканні несправності, слід обчислити кількість інформації, яку дасть контроль Zk-го параметра.

Першим треба контролювати той елемент, який дасть найбільшу кількість інформації (зменшить невизначеність).

$$I_K = H_0 - H_{(Zk)},$$

де $H_{(Zk)}$ – умовна ентропія, ентропія про стан об'єкта за умови, що контролюється Zk параметр

$$H_{(Zk)} = p_{(Zk)} \cdot H_{Zk} + p_{(\overline{Z}k)} \cdot H_{\overline{Z}k},$$

$p_{(Zk)}$ – імовірність того, що Zk елемент у нормі, його вихід "1"; $p_{(\overline{Z}k)}$ – імовірність того, що Zk елемент не в нормі, його вихід "0"; H_{Zk} – ентро-

пія про стан об'єкта, якщо отримано позитивний результат; $H_{\bar{Z}k}$ – ентропія про стан об'єкта, коли отримано негативний результат

$$H_{Zk} = \log_2\left(\frac{m/N}{1/N}\right) = \log_2 m$$

і

$$H_{\bar{Z}k} = \log_2\left(\frac{N-m/N}{1/N}\right) = \log_2(N-m).$$

Тоді будемо мати

$$H(z_K) = \frac{m}{N}\log_2 m + \frac{N-m}{N}\log_2(N-m).$$

8.9.4 Організація процесів контролю і діагностування

Іноді формують загальний алгоритм діагностування, що вирішує завдання перевірки роботоздатності (або контролю) об'єкта і пошук його відмови.

Застосування загальних алгоритмів доцільно тоді, коли ймовірності роботоздатного технічного стану об'єкта P_p і його нероботоздатних станів P_0 мало відрізняються між собою, а також у випадку, коли процес визначення роботоздатності об'єкта за тривалістю можна порівняти з середнім часом діагностування несправного об'єкта. Іншими словами, якщо в процесі контролю роботоздатності об'єкта без додаткових витрат часу йде і процес діагностування, то доцільне застосування загального алгоритму діагностування. Якщо ймовірність роботоздатного стану об'єкта $P_p > P_0$, а час визначення роботоздатності об'єкта менше часу діагностування несправного об'єкта $\tau_p < \tau_0$, то може виявитися вигідним відокремити процес перевірки роботоздатності від процесу пошуку відмови.

Процес діагностування може бути організований також за змішаним варіантом, коли частина стану відмов визначається в процесі контролю роботоздатності, а інша частина – за спеціальним алгоритмом пошуку дефекту.

8.9.5 Приклад системи технічної діагностики асинхронних машин

Сьогодні в світі щорічно випускають 7 мільярдів асинхронних двигунів (АД), які споживають 70 % загальної кількості електроенергії. АД надзвичайно широко використовуються як силові двигуни у насосних станціях водоканалу, у складі димососів, вентиляторів на підприєм-

ствах теплокомуненерго. Якість і надійність АД значною мірою визначаються діагностичним забезпеченням на всіх етапах їх життєвого циклу.

На етапах виробництва, де вирішальним є забезпечення бездефектності технології виготовлення та бездефектності праці при виготовленні АД, обсяг контрольно-діагностичних операцій сягає 50 % загальної трудомісткості їх виробництва. Характерною особливістю задач діагностування виробничих дефектів АД в умовах серійного виробництва є те, що чим пізніше виявляються дефекти, тим більше витрат необхідно на локалізацію місця їх виникнення. При цьому діагностичне забезпечення буде ефективним лише тоді, коли з мінімальними витратами забезпечуються високі показники достовірності. Стрімке насичення ринку та загострення конкурентної боротьби привело до того, що контроль якості АД посилився. Стало зрозумілим, що контроль якості АД після того, як вони вже виготовлені, економічно менш ефективний, ніж створення системи запобігання виникнення браку на всіх стадіях виробництва (системи забезпечення якості виробництва за стандартами ISO серії 9000).

На етапі експлуатації метою діагностування АД є визначення виду технічного стану, визначення причини переходу АД в неработоздатний технічний стан, прогнозування зміни технічного стану АД з визначенням причини такої зміни чи з визначенням інтервалу часу, після якого можуть початися процеси, що призведуть до небажаної для експлуатації АД зміни його технічного стану.

Процес діагностування стану АД, що складає важливу частину системи забезпечення якості виробництва та експлуатації, є надзвичайно трудомістким із складною методикою визначення окремих діагностичних параметрів і пов'язаний з великими витратами часу та матеріальних ресурсів. Ця проблема ускладнюється тим, що наявність несправності в АД характеризується комплексною зміною різноманітних діагностичних параметрів.

Ієрархічна структура АД як об'єкта діагностування має три рівня ієрархії (рис. 8.38, АД – асинхронний двигун).

Рівень I характеризує інтегральний показник технічного стану (ТС). Рівень II – комплексні показники ТС. Рівень III – показники основних діагностичних параметрів (ДП) АД.

Для показників ТС АД, які розбиті на функціональні групи, прийнято ряд умов, що дозволяє спростити процедуру оцінювання загального ТС АД шляхом оцінювання впливу окремих ДП та прогнозувати зміну його ТС.

1. Показники, які враховуються для оцінювання ТС АД під час випробовувань, повинні бути ідентичні показникам, які враховуються під час проектування.

2. Склад показників ТС повинен відображати основні експлуатаційні характеристики АД.



Рисунок 8.38

Показники ТС повинні бути визначені так, щоб простіше було визначати залежність між підвищенням якості АД і зміною при цьому будь-якої експлуатаційної характеристики. При такій ієрархічній побудові показників ТС задача зводиться до того, щоб оцінити вплив певного параметра АД на інтегральний показник ТС при випробовуваннях.

Ієрархічну структуру АД можна також використати для проведення діагностування на етапі експлуатації, виділивши з АД певні функціональні групи. Врахування груп показників повинно проводитись діагностичними моделями.

Залежності показників ТС від ДП визначають логічний або аналітичний тип діагностичної моделі.

Логічна модель визначає якісну форму залежності показників ТС від ДП. У логічній моделі всі показники ТС можуть приймати лише два значення: "придатний" (1) і "непридатний" (0). Поєднання всіх показників ТС, що мають значення 1, відповідає роботоздатному стану об'єкта. Несправний стан об'єкта діагностування (ОД) характеризується множиною значень показників ТС, в якій хоча б один із показників прийняв значення 0. Таким чином, стан ОД у цілому також описується логічною змінною, яка приймає значення 1 при роботоздатному об'єкті і 0 – при нероботоздатному. Такий опис достатній з точки зору прийняття рішення про роботоздатність ОД. Основним недоліком логічної діагностичної моделі є те, що в силу якісного зв'язку показників ТС з ДП вона не може дати повної інформації про вплив умов експлуатації та зберігання на якість функціонування ОД, а також проводити класифікацію ОД за категоріями якості.

В *аналітичній моделі* показники ТС характеризуються неперервністю, тобто малі зміни значень ДП приводять до малих змін показників ТС. Правильно вибраний показник ТС як функція ДП повинен мати екстремальне значення. Екстремуму показника ТС відповідають номінальні значення ДП. Тому будь-яке відхилення ДП АД від своїх номінальних значень приводить до погіршення значення показника ТС. Аналітична модель дає кількісний зв'язок показників ТС з ДП. Цей кількісний зв'язок дає більшу інформацію, яку можна використовувати не тільки для прийняття рішення про придатність ОД, але й для аналізу впливу умов зберігання та експлуатації на властивості ОД, а також для прогнозування зміни ТС ОД.

Як ДП використовуються встановлені стандартами на випробування параметри АД, які відповідають властивостям контролепридатності. В залежності від того, на якому етапі життєвого циклу АД проводиться діагностування, вибирається відповідний набір ДП. Як ДП використані параметри АД, що визначаються в процесі їх випробувань, а як діагностичні ознаки – відхилення цих параметрів від номінальних значень. Повна діагностична модель (табл. 8.7) використовується на етапі виробництва, де можна виміряти всі необхідні ДП в процесі випробувань. На етапі експлуатації доцільно використати неповну діагностичну модель, оскільки вона використовує лише ті ДП, вимірювання яких не вимагає використання складних вимірювальних комплексів (наприклад, для реалізації режиму короткого замикання). Неповна діагностична модель у порівнянні з повною характеризується меншим коефіцієнтом повноти діагностування внаслідок відсутності показників ТС в режимі короткого замикання.

В табл. 8.7 прийняті такі умовні позначення: $R_{обм}$ – активний опір обмотки; $L_{обм}$ – індуктивність обмотки; L_m – взаємна індуктивність між обмотками; $Q_{обм}$ – добротність обмотки; M_{max} – максимальний момент; J – момент інерції ротора (якоря); M_0 – момент опору; $I_{хх}$ – струм холостого ходу; $\omega_{г\ хх}$ – кутова швидкість в режимі ХХ; cosφ – косинус φ; η – ККД АД; $I_п$ – пусковий струм; $M_п$ – пусковий момент; Q_1 – збільшений розмір повітряного зазору; Q_2 – занижена кількість витків обмотки статора; Q_3 – відступ у висоті вусика пазів ротора; Q_4 – відступ у випалі листів магнітопроводу; Q_5 – невідповідність марки сталі; Q_6 – завищена кількість витків обмотки статора Q_7 – завищений опір обмотки статора; Q_8 – неякісна заливка ротора; Q_9 – підвищені втрати в сталі; Q_{10} – підвищені механічні втрати в підшипниках; Q_{11} – порушення в хімічному складі алюмінієвого сплаву; Q_{12} – невідповідність в обмоткових даних; Q_{13} – взаємне зміщення пакетів статора і ротора; Q_{14} – зменшений розмір повітряного зазору. Символ "+" відповідає впливу ДП на формування відповідного діагнозу.

Таблиця 8.7 – Приклад повної діагностичної моделі АД (асинхронного двигуна) для проведення діагностування на етапі виробництва

Діагноз	Показники ТС обмоток				Показники ТС в динамічному режимі			Показники ТС в режимі ХХ				Показники ТС в режимі КЗ	
	$R_{обм}$	$L_{обм}$	L_m	$Q_{обм}$	M_{max}	J	M_0	$I_{хх}$	cosφ	η	$\omega_{гхх}$	$I_п$	$M_п$
	a_1	a_2	a_3	a_4	b_1	b_2	b_3	c_1	c_2	c_3	c_4	d_1	d_2
Q_1			+						+			+	
Q_2	+	+		+				+			+	+	
Q_3						+			+	+		+	
Q_4			+		+				+				
Q_5					+					+			
Q_6	+	+		+	+			+			+		+
Q_7	+			+	+			+			+		
Q_8	+	+	+	+	+			+		+			+
Q_9					+			+		+			
Q_{10}							+	+	+	+			
Q_{11}					+	+		+		+			
Q_{12}	+	+	+	+	+			+	+		+	+	
Q_{13}			+		+		+		+			+	
Q_{14}			+		+		+		+	+		+	

Для реалізації описаного методу діагностування використовується автоматизована інформаційно-вимірювальна система (рис. 8.39), яка містить вимірювальні канали кутової швидкості, моменту, струму та напруги в мережі живлення, та, на відміну від існуючих, дозволяє визнача-

ти більшість ДП АД. Інформаційно-вимірювальна система вміщує трифазне регульоване джерело живлення, яке через сенсори струму підключено до електричних контактів АД, що діагностується. До електричних контактів АД також підключені силові входи блока вимірювання напруги.

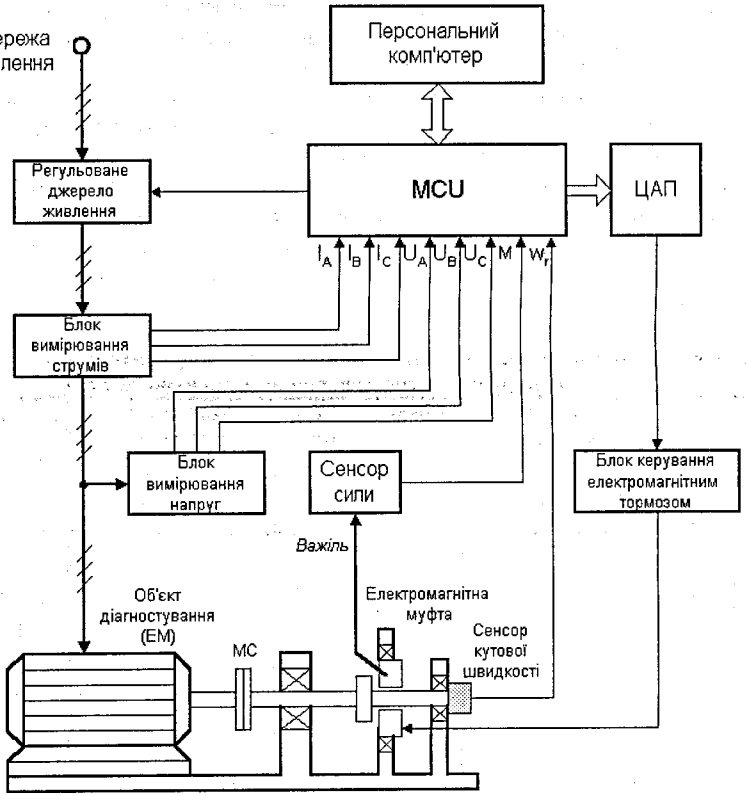


Рисунок 8.39

Електромагнітна муфта складається з рухомої та нерухомої частин. Рухома частина електромагнітної муфти закріплена на допоміжному валу, нерухома – встановлена з можливістю обертання в підшипнику, що закріплений на станині. Рухома частина електромагнітної муфти з'єднана з сенсором сили (моменту) за допомогою механічного важеля. На станині закріплені підшипники, в яких з можливістю обертання вста-

новлений допоміжний вал, який з'єднаний з валом АД за допомогою муфти спряження (МС). Допоміжний вал змонтований з можливістю обертання всередині нерухомої частини електромагнітної муфти і з'єднаний з валом сенсора кутової швидкості.

Виходи блоків вимірювання напруг і струмів, сенсорів моменту та кутової швидкості підключені до мікроконтролерної системи MCU. Мікроконтролер також керує регульованим джерелом живлення та через цифроаналоговий перетворювач ЦАП – блоком керування електромагнітною муфтою. Мікроконтролер також підключений через інтерфейс RS-232C до персонального комп'ютера. Інформаційно-вимірювальна система проводить вимірювання та реєстрацію характеристик АД у такій послідовності.

1. Вимірювання в динамічному режимі кутової швидкості, миттєвих значень струмів та напруг, запам'ятовування цих значень в ЕОМ.

2. Після переходу АД в усталений режим роботи проводиться дослід холостого ходу, в якому вимірюються миттєві значення напруг та струмів, запам'ятовування цих значень в ЕОМ.

3. Здійснюється дослід самогальмування АД, в якому визначаються момент інерції та момент механічних втрат.

4. За допомогою керування електромагнітною муфтою здіснюється вимірювання пускового моменту у функції кутового положення ротора. Визначається мінімальний пусковий момент і відповідний йому кут повороту ротора.

5. Ротор АД встановлюється в кутове положення, що відповідає мінімальному пусковому моменту. Проводиться дослід короткого замикання з вимірюванням миттєвих значень струмів і напруг у всіх обмотках статора.

6. Здійснюється обробка результатів вимірювань (ідентифікація ДП, діагностування АД).

Контрольні питання

1. Дайте означення інформаційно-вимірювальної системи.
2. В чому різниці між поняттями «вимірювання» та «контроль»?
3. Що таке вимірювальний канал і яка його узагальнена структура?
4. У чому полягає суть алгоритму роботи вимірювального каналу?
5. Що таке вимірювальна система?
6. Яка послідовність операцій, що виконуються у вимірювальній системі?
7. Наведіть різновиди вимірювальних систем.
8. Що таке стандартний інтерфейс?
9. Дайте класифікацію стандартних інтерфейсів.
10. Назвіть основні способи програмної та апаратної передачі даних.
11. Охарактеризуйте інтерфейс каналу загального користування.

12. Які існують системні шини для підключення інтерфейсних плат периферійних засобів? Охарактеризуйте їхню роботу.
13. Що таке інтерфейсні мережі? Які протоколи відносять до інтерфейсних мереж? Які особливості їх роботи?
14. Перерахуйте послідовність операцій, що виконуються в системах автоматизованого контролю.
15. Які поняття належать до загальних понять контролю?
16. Які існують види контролю?
17. Які існують види засобів контролю?
18. Які існують показники контролю?
19. Наведіть структуру систем контролю та поясніть принципи її дії.
20. Наведіть та поясніть інформаційну модель процесу контролю.
21. Наведіть та поясніть показники якості об'єктів контролю.
22. Наведіть основні принципи контролю.
23. Що таке достовірність контролю, її складові?
24. Яким чином визначається методична складова достовірності контролю?
25. Що таке однопараметричний та багатопараметричний контроль?
26. Яким чином визначається інструментальна складова достовірності однопараметричного контролю?
27. Яким чином визначається інструментальна складова достовірності багатопараметричного контролю?
28. Як впливає загальна кількість контрольованих параметрів на інструментальну складову достовірності контролю?
29. Наведіть класифікацію ІВС за ступенем складності апаратного та програмного забезпечення.
30. Наведіть приклад автоматизованої системи обліку електричної енергії та принципи її дії.
31. Наведіть приклад системи моніторингу вібрацій гідроагрегатів та принципи її дії.
32. Наведіть приклад системи автоматизованого контролю температури обмоток збудження гідрогенераторів.
33. Яка послідовність операцій виконується у системах технічної діагностики?
34. Що таке технічне діагностування?
35. У чому полягає суть методів тестового та функціонального діагностування?
36. Які існують критерії та методи розробки алгоритмів діагностування?
37. Наведіть приклад системи технічної діагностики асинхронних машин.

ЛІТЕРАТУРА

1. Алиев Т. М. Измерительная техника : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Алиев Т. М., Тер-Хачатуров А. А. – Москва : Высшая школа, 1991. – 384 с.
2. Азизов А. М. Точность измерительных преобразователей / Азизов А. М. , Гордов А. Н. – Ленинград : Энергия, 1975. – 254 с.
3. Атамалян Э. Г. Приборы и методы измерения электрических величин : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Атамалян Э. Г. – Москва : Высшая школа, 1989. – 375 с.
4. Аш Ж. Датчики измерительных систем / Аш Ж. – М. : Мир, 1992. – 424 с.
5. Бичківський Р. В. Основи метрологічного забезпечення: навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Бичківський Р. В., Зорій В. І., Столярчук П. Г. – Львів : Видавництво Львівського університету "Львівська політехніка", 1999. – 180 с.
6. К. Блаттер Вэйвлет-анализ. Основы теории. / К. Блаттер. – Москва, 2004. – 280 с.
7. Богаенко И. Н. Контроль температуры электрических машин / Богаенко И. Н. – Київ : Техніка, 1970. – 187 с.
8. Брандт З. Статистические методы анализа наблюдений / Брандт З. – Москва : Мир, 1975. – 347 с.
9. Буравлев А. И. Управление техническим состоянием динамических систем / Буравлев А. И., Доценко Б. И., Козаков И. Е. – Москва : Машиностроение, 1995. – 240 с.
10. Бурдун Г. Д. Основы метрологии : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Бурдун Г. Д., Марков Б. Н. – Москва : Изд-во стандартов, 1985. – 225 с.
11. Володарский Е. Т. Отличительные особенности некоторых экспериментальных процедур / Е. Т. Володарский, Л. А. Кошевая // Український метрологічний журнал. – 2008. – № 3. – С. 28-35.
12. Володарський Є. Т. Статистична обробка даних : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Володарський Є. Т., Кошева Л. О. – Київ : НАУ, 2008. – 308 с.
13. Володарский Е. Т. Планирование и организация измерительного эксперимента : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Володарский Е. Т., Малиновский Б. Н., Туз Ю. М. – Киев : Выща школа, 1987. – 247 с.
14. Володарський Є. Т. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] /

Володарський Є. Т., Кухарчук В. В., Поджаренко В. О., Сердюк Г. Б. – Вінниця : ВДТУ, 2001. – 219 с.
15. Величко О. М. Всесвітня історія метрології: від давнини до кінця XIX століття / Величко О. М. – Київ : Основа, 2006. – 424 с.
16. Винокуров В.И. Электрорадиоизмерения : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Винокуров В. И., Каплин С. И., Петелин И. Г. – Москва : Высш. шк., 1986. – 351 с.
17. Гернет М. М. Определение моментов инерции / Гернет М. М., Ратобыльский В. Ф. – Москва : Машиностроение, 1985. – 248 с.
18. Гитис Э. И. Аналого-цифровые преобразователи: учебн. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Гитис Э. И., Пискулов Е. А. – Москва : Энергоиздат, 1981. – 360 с.
19. Головко Д. Б. Основи метрології та вимірювань : підручник [для студ. вищ. навч. закл.] / Головко Д. Б., Рего К. Г., Скрипник Ю. О. – Київ : Либідь, 2001. – 408 с.
20. Грановский В. А. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях / Грановский В. А., Сирая Т. Н. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
21. Грун К. Электротехнические измерительные приборы / Грун К. – Москва : Государственное техническое издательство, 1927. – 172 с.
22. Демидова-Панферова Р. М. Задачи и примеры расчетов по электроизмерительной технике / Демидова-Панферова Р. М., Малиновский В. Н., Солодов Ю. С. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 192 с.
23. Технічне діагностування та контроль технічного стану. Терміни та визначення : ДСТУ 2389-94. – [Чинний від 1995-01-01]. – К. : Держстандарт України, 1994. – 24 с.
24. Метрологія. Терміни та визначення : ДСТУ 2681-94. – [Чинний від 1995-01-01]. – К. : Держстандарт України, 1994. – 68 с.
25. Метрологія. Одиниці фізичних величин. Основні одиниці фізичних величин Міжнародної системи одиниць. Основні положення, назви та позначення: ДСТУ 3651.0-97. – [Чинний від 1999-01-01]. – К. : Держстандарт України, 1994. – 9 с.
26. Дунаев Б. Б. Точность измерений при контроле качества / Дунаев Б. Б. – Киев : Техника, 1981. – 151 с.
27. Закон України про метрологію та метрологічну діяльність. – К. : № 111/98-ВР, 11.02.1998 р.
28. Евланов Л. Г. Контроль динамических систем / Евланов Л.Г. – Москва : Наука, 1979. – 431 с.
29. Евтихиев Н. Н. Измерение электрических и неэлектрических величин : учебн. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] /

Евтихиев Н. Н., Купершмидт Я. А., Папуловский В. Ф., Скугоров В. Н. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. –352 с.
30. Загрутдинов Г. М. Достоверность автоматизированного контроля сложных объектов / Г. М. Загрутдинов //Исследования по прикладной математике. – Казань. : Изд-во Казанского ун-та. – Вып. 11. – 1984. – № 1. – С. 110–168.
31. Иванов Ю. П. Контроль и диагностика измерительно-вычислительных комплексов : учебн. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Иванов Ю. П., Никитин В. Г., Чернов В. Ю. – Санкт-Петербург : СПбГУАП, 2004. – 98 с.
32. Измерения в промышленности. Справочник / Под ред. П. Профоса. – Москва : Металлургия, 1980. – 580 с.
33. Како Н. Датчики и микро-ЭВМ / Како Н., Яманэ Я. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1986. – 120 с.
34. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления : пер. с англ. / Кенио Т. – Москва : Энергоатомиздат, 1987. – 327 с.
35. Кирианаки Н. В. Цифровые измерения частотно-временных параметров сигналов : учебн. пособие учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Кирианаки Н. В., Гайдучок Р. М. – Львів : Вища школа, 1978. – 168 с.
36. Козловський А. В. Мікропроцесорні засоби вимірювального контролю пускового моменту : монографія / Козловський А. В., Кухарчук В. В., Поджаренко В. О. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 125 с.
37. Кукуш В. Д. Электрорадиоизмерения : учебн. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Кукуш В. Д. – Москва : Радио и связь, 1985. – 368 с.
38. Куликовский К. Л. Методы и средства измерений : учеб. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Куликовский К. Л., Купер В. Я. – Москва : Энергоатомиздат, 1966. – 452 с.
39. Кучерук В. Ю. Аналіз та практична реалізація мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості обертання електричних машин / В. Ю. Кучерук, В. В. Кухарчук // Вісник ВПІ. – 1995. – № 2. – С. 12-16.
40. Кучерук В. Ю. Елементи теорії побудови систем технічного діагностування електромоторів : монографія / Кучерук В. Ю. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 195 с.
41. Кушнир В. Ф. Электрорадиоизмерения : учеб. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Кушнир В. Ф. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.

42. Кухарчук В. В. Оцінка невизначеності вимірювального каналу кутових положень крокових двигунів / В. В. Кухарчук, В. В. Усов, С. Ш. Кацив // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – № 2. – 2008. – С. 66-70.
43. Кухарчук В. В. Вимірювання електричної енергії методом безпосереднього інтегрування та подвійного сканування миттєвих значень струму та напруги / В. В. Кухарчук, О. М. Заславський // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2008. – № 1 (11) – С. 180-185.
44. Кухарчук В. В. Система автоматизованого діагностування та прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів / В. В. Кухарчук // Вісник Інженерної Академії України. – 2009. – № 2 – С. 126-132.
45. Кухарчук В. В. Експериментальне оцінювання вірогідності контролю кутових положень крокових двигунів / В. В. Кухарчук, В. В. Усов // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2008. – № 4. – С. 102-107.
46. Кухарчук В. В. Моменти інерції деформованого циліндра / В. В. Кухарчук, Ю. Г. Ведміцький // Вісник ВПІ. – 2010. – № 2 (89). –С. 25-34.
47. Кухарчук В. В. Метрологія та вимірювальна техніка : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю, Долгополов В. П., Грумінська Л. В. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 252 с.
48. Кухарчук В. В. Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин: монографія / Кухарчук В. В. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 125 с.
49. Кухарчук В. В. Спосіб апаратно-програмної реалізації вимірювання частоти періодичного сигналу / В. В. Кухарчук // Вісник ВПІ. – 1994. – № 3 (4). – С. 28-33.
50. Лебег Г. Об измерении величин / Лебег Г. – Москва : Учпедгиз, 1938. – 208 с.
51. Луцик Я. Т. Вимірювання температурні : теорія та практика / Луцик Я. Т., Гук О. П., Лах О. І., Стадник Б. І. – Львів : Бескид Біт, 2006. – 560 с.
52. Маликов М. Ф. Основы метрологии : учеб. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Маликов М. Ф. – Ч. І. – Москва : Изд-во по делам мер и измерительных приборов, 1949. – 573 с.
53. Бондаренко В. І. Методи і засоби вимірювання електричних величин у прикладах та задачах : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Бондаренко В. І., Давиденко О. П., Дякін В. І. – Київ : УМКВО, 1990. – 157 с.

54. Мирский Г. Я. Микропроцессоры в измерительных приборах / Мирский Г. Я. – Москва : Радио и связь, 1984. – 160 с.
55. Науман Г. Стандартные интерфейсы для измерительной техники / Науман Г., Майлинг В., Щербина А. – Москва : Мир, 1982. – 304 с.
56. Никитушкина М. Обзор датчиков Motorola / М. Никитушкина, С. Шикулин // CHIP NEWS Новости о микросхемах. – 1998. – № 6-7. – С. 12-14.
57. Новицкий П. В. Оценка погрешностей результатов измерений / Новицкий П. В., Зограф И. А. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.
58. Обозовський С. С. Вимірювальні сигнали та кола : навч. посіб. [для студ. вищ. навч. закл.] / Обозовський С. С. – Київ : ІСДО, 1993. – 256 с.
59. Обозовський С. С. Теоретичні основи інформаційно-вимірювальної техніки : навч. посіб. [для студ. вищ. навч. закл.] / Обозовський С. С. – Київ : НМК ВО, 1991. – 223 с.
60. Окоси Т. Волоконно-оптические датчики / Окоси Т., Окамото К., Оцу М., Нисихара Х., Кюма К., Хататэ К. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
61. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Орнатский П. П. – Киев : Выща школа, 1983. – 455 с.
62. Орнатський П. П. Вступ до методології науки про вимірювання: навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Орнатський П. П. – Київ : ІСДО, 1994. – 246 с.
63. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Орнатский П. П. – Киев : Выща школа, 1980. – 458 с.
64. Основы метрологии и электрические измерения : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / [Авдеев Б. Я., Антонюк Е. М., Душин Е. М. и др.]; под ред. Душина Е. М. – Ленинград: Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
65. Стадник Б. І. Основи метрології та вимірювальної техніки : в 2-х томах : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Стадник Б. І. та ін. – Т. 1 : Основи метрології – Львів : НУ «Львівська політехніка», 2005. – 532 с.
66. Стадник Б.І. Основи метрології та вимірювальної техніки : в 2-х томах: підручник [для студ. вищ. навч. закл.] / Стадник Б. І. – Т. 2 : Основи метрології – Львів: НУ «Львівська політехніка», 2005. – 656 с.

67. Писаревский Э. А. Электрические измерения и приборы / Писаревский Э. А. – Москва : Энергия, 1970. – 432 с.
68. Поджаренко В. О. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Поджаренко В. О., Кухарчук В. В. – Київ : УМК ВО, 1991. – 240 с.
69. Поджаренко В. О. Метрологія та вимірювальна техніка. Лабораторний практикум : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Поджаренко В. О., Кухарчук В. В., Кулаков П. І., Кучерук В. Ю. – Вінниця : ВДТУ, 2001. – 115 с.
70. Подлепецкий Б. Интегральные полупроводниковые сенсоры: состояние и перспективы разработок / Б. Подлепецкий // CHIP NEWS Новости о микросхемах. – 1998. – № 5. – С. 38-45.
71. Полішко С. П. Точність засобів вимірювань : підручник [для студ. вищ. навч. закл.] / Полішко С. П., Трубенок О. Д. – Київ : Вища школа, 1992. – 192 с.
72. Поліщук Є. С. Метрологія та вимірювальна техніка : підручник [для студ. вищ. навч. закл.] / Поліщук Є. С., Дорожовець М. М., Яцук В. О., Ванько В. М., Бойко Т. Г. – Львів : Бескид-Біт, 2003. – 544 с.
73. Поліщук Є. С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин : підручник [для студ. вищ. навч. закл.] / Поліщук Є. С. – Львів : Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 2000. –360 с.
74. Циделко В. Д. Проектирование микропроцессорных измерительных приборов и систем / Циделко В. Д., Нагаец Н. В., Хохлов Ю. В. – Киев : Техніка, 1984. – 215 с.
75. Осадчий Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Осадчий Е. П., Тихонов А. И., Карпов В. И. – Москва : Машиностроение, 1979. – 480 с.
76. Потапов Л. А. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей / Потапов Л. А., Юферов Ф. М. – Москва : Энергия, 1976. – 121 с.
77. Проненко В. И. Метрология в промышленности / Проненко В. И., Якирин Р. В. – Київ : Техніка, 1979. – 393 с.
78. Рабинович С. Г. Погрешности измерений / Рабинович С. Г. – Ленинград : Энергия, 1978. – 262 с.
79. Розенберг В. Я. Введение в теорию точности измерительных систем / Розенберг В. Я. – Москва : Советское радио, 1975. – 432 с.
80. Селиванов М. Н. Качество измерений. Метрологическая справочная книга / Селиванов М. Н., Фридман А. Е., Кудряшова Ж. Ф. – Ленинград : Лениздат, 1987. – 295 с.

81. Сена Л. А. Единицы физических величин и их размерности / Сена Л. А. – Москва : Наука, 1977. – 336 с.
82. Соболев В. И. Информационно-статистическая теория измерений / Соболев В. И. – Москва : Машиностроение, 1983. – 224 с.
83. Томпкинс У. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / Томпкинс У., Уэбстери Дж. – Москва : Мир, 1997. – 592 с.
84. Спектор С. А. Электрические измерения физических величин. Методы измерений / Спектор С. А. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
85. Таланчук П. М. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах : навч. посібник [для студ. вищ. навч. закл.] / Таланчук П. М., Скрипник Ю. О., Дібровний В. О. – Київ : Райдуга, 1994. – 672 с.
86. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок / Тейлор Дж. – Москва : Мир, 1985. – 272 с.
87. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование : учебн. пособие [для студ. высш. учебн. завед.] / Цапенко М. П. – Москва : Электроатомиздат, 1985. – 440 с.
88. Ширман А. Р. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования / Ширман А. Р., Соловьев А. Б. – Москва, 1996. – 276 с.
89. Шишкин И. Ф. Теоретическая метрология : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Шишкин И. Ф. – Москва : Изд-во стандартов, 1991. – 471 с.
90. Шульц Ю. Электроизмерительная техника : 1000 понятий для практиков : справочник / Шульц Ю. – Москва : Энергоатомиздат, 1989. – 288 с.
91. Фарзане Н. Г. Технологические измерения и приборы / Фарзане Н. Г., Илясов Л. В., Азим-Заде А. Ю. – Москва : Высшая школа, 1989. – 456 с.
92. Хоровиц П. Искусство схемотехники / Хоровиц П., Хилл У. – Москва : Мир, 1983. – 598 с.
93. Цветков Э. И. Процессорные измерительные средства / Цветков Є. И. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1989. – 224 с.
94. Малиновский В. Н. Электрические измерения : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Малиновский В. Н., Демидова-Панферова Р. Н., Евланов Ю. Н. – Москва : Энергоатомиздат, 1985. – 416 с.

95. Фремке А. В. Электрические измерения : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / [Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М. и др.]; под ред. Фремке А. В. – Ленинград : Энергия, 1980. – 357 с.
96. Новицкий П. В. Электрические измерения неэлектрических величин : учебник [для студ. высш. учебн. завед.] / Туричин А. М., Новицкий П. В., Левшина Е. С. – Москва : Энергоатомиздат, 1975. – 394 с.
97. Юкиш М. Й. Оптико-електронні засоби контролю параметрів обертального руху на основі методу просторової модуляції : монографія / Юкиш М. Й., Кухарчук В. В., Білинський Й. Й. – Вінниця : ВНТУ, 2009. – 138 с.

Додаток А

Основні міжнародні документи з метрології Державні стандарти України та міждержавні стандарти

1 Документи (МД) та рекомендації (МР) Міжнародної організації законодавчої метрології (МОЗМ)

МОЗМ МД 1	**Закон про метрологію**
МОЗМ МД 2	**Узаконені одиниці вимірювання**
МОЗМ МД 3	**Відповідність засобів вимірювання законодавчим вимогам**
МОЗМ МД 5	**Принципи створення повірочних схем для вимірювальних приладів**
МОЗМ МД 9	**Принципи метрологічного нагляду**
МОЗМ МД 16	**Принципи забезпечення метрологічного контролю**
МОЗМ МР 34	**Класи точності засобів вимірювань**

2 Стандарти міжнародної організації зі стандартизації (ISO) та міжнародної електротехнічної комісії (IEC)

ISO 31/0: 1992	**Величини та одиниці. Загальні принципи**
ISO 31/2: 1992	**Величини та одиниці. Періодичні та подібні їм явища**
ISO 31/5: 1992	**Величина та одиниці. Електрика та магнетизм**
ISO 1000:1992	**Одиниці SI і рекомедації щодо застосування кратних та частинних від них та деяких інших одиниць**
IES 50 : 1983	**Міжнародний електротехнічний словник.**
Глава 301.	**Загальні вимоги до електричних вимірювань**
Глава 302.	**Електричні вимірювальні прилади**
Глава 303.	**Електронні вимірювальні прилади**

3 Державні стандарти України (ДСТУ) та нормативні документи з метрології (КНД, Р)

ДСТУ 2681-94	**Метрологія. Терміни та визначення**
ДСТУ 2682-94	**Метрологія. Метрологічне забезпечення. Основні положення**
ДСТУ 3400-96	**Метрологія. Державні випробування засобів вимірювальної техніки. Основні положення, організація, порядок проведення і розгляду результатів**
ДСТУ 2708-94	**Метрологія. Повірка засобів вимірювальної техніки. Організація і порядок проведення**
ДСТУ 3215-95	**Метрологія. Метрологічна атестація засобів вимірювальної техніки. Організація і порядок проведення**

ДСТУ 3231-95	Метрологія. Еталони одиниць фізичних величин. Основні положення, порядок розроблення, затвердження, реєстрації, зберігання та застосування
ДСТУ 2843-94	Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення
Р 50-060-95	Метрологія. Типове положення про відомчі метрологічні служби
Р 50-062-95	Метрологія. Акредитація аналітичних, вимірювальних та випробувальних лабораторій

4 Міждержавні стандарти (ГОСТ) з метрології

ГОСТ 8.002-86	Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Государственный надзор и ведомственный контроль за средствами измерений. Основные положения.
ГОСТ 8.009-84	ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений
ГОСТ 8.010-90	ГСИ. Методики выполнения измерений
ГОСТ 8.061-80	ГСИ. Поверочные схемы. Содержание и построение
ГОСТ 8.207-76	ГСИ. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения
ГОСТ 8.256-77	ГСИ. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений. Основные положения
ГОСТ 8.395-80	ГСИ. Нормальные условия измерений при поверке. Общие требования
ГОСТ 8.401-80	ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования

Додаток Б

Основні одиниці системи SI

ВЕЛИЧИНА				ОДИНИЦЯ	
Фізична величина	**Символ**	**Розмірність**	**Назва**	**Позначення: українське, міжнародне**	**Позначення рекомендованих кратних та частинних одиниць: українське; міжнародне**
1. Основні одиниці					
Довжина	l, L	**L**	**метр**	м; m	км, km; см, cm; мм, mm мкм, μm ; нм, nm; пм, pm фм, fm
Маса	m	**M**	**кілограм**	кг; kg	Мг, Mg; г, g; мг, mg; мкг, μg
Час	t, T	**T**	**секунда**	с; s	кс, ks; мс, ms; мкс, μs; нс, ns
Сила електричного струму	I	**I**	**ампер**	А; A	кА, kA; мА, mA; мкА, μA ; нА, nA
Термодинамічна температура	T, Θ	**Θ**	**кельвін**	К; K	МК, МК; кК, kK; мК, mK; мкК, μK
Сила світла	I_v	**J**	**кандела**	кд; cd	
Кількість речовини	N, ν	**N**	**моль**	моль; mol	кмоль, kmol; ммоль, mmol; мкмоль, μmol

Додаткові одиниці системи SI

ВЕЛИЧИНА				ОДИНИЦЯ	
Фізична величина	**Символ**	**Розмірність**	**Назва**	**Позначення: українське, міжнародне**	**Позначення рекомендованих кратних та частинних одиниць: українське; міжнародне**
2. Додаткові одиниці					
Плоский кут	φ	1	**радіан**	рад; rad	мрад, mrad; мкрад, μrad
Просторовий кут	Ω	1	**стерадіан**	ср; sr	

Додаток В
Похідні одиниці електричних і магнітних величин

ВЕЛИЧИНА				ОДИНИЦЯ	
Фізична величина	**Символ**	**Розмірність**	**Назва**	**Позначення: українське, міжнародне**	**Позначення рекомендованих кратних та частинних одиниць: українське; міжнародне**
3. Похідні одиниці електричних і магнітних величин					
Електричний заряд	Q	TI	**кулон**	Кл; C	кКл; kC; мкКл; μC нКл; nC; пКл; pC
Електричний потенціал **Різниця потенціалів** **Напруга** **Електрорушійна сила**	V, φ U (V) E	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	**вольт**	В; V	МВ; MV кВ; kV мВ; mV мкВ; μV
Електрична потужність	P	L^2MT^{-3}	**ват**	Вт; W	МВт; MW; кВт; kW; мВт; mW; мкВт; μW
Повна потужність	S_1 (P_s)	L^2MT^{-3}	**вольт-ампер**	V·A; В·А	
Реактивна потужність	Q_1 (P_Q)		**вольт-ампер реактивний**	- ; Вар	
Активна потужність	P	L^2MT^{-3}	**ват**	Вт; W	ТВт; TW; ГВт; GW; МВт; MW; кВт; kW; мВт; mW; мкВт; μW; нВт; nW
Активна електрична енергія, робота	W (W_P)	L^2MT^{-2}	**джоуль** **ват-година**	Дж; J Вт·год; Wh	ТДж; TJ; ГДж; GJ; МДж; MJ; кДж; kJ кВт·год; kW·h
Електрична ємність	C	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$	**фарад**	Ф; F	мФ; mF; мкФ; μF; нФ; nF; пФ;pF
Індуктивність	L	$LMT^{-2}I^{-2}$	**генрі**	Гн; H	мГн; mH; мкГн; μH; нГн; nH; пГн; pH
Електричний опір	R	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	**ом**	Ом; Ω	Гом; GΩ; Мом; MΩ; кОм; kΩ; мОм; mΩ; мкОм; μΩ
Електрична провідність	G	$L^{-2}M^{-1}T^3I^2$	**сіменс**	См; S	кСм; kS; мСм; mS; мкСм; μS
Частота, колова частота	f, ν	T^{-1}	**герц** **секунда$^{-1}$**	Гц; Hz; c^{-1}; s^{-1}	ГГц; GHz; МГц; MHz; кГц; kHz

Додаток Г

Множники та префікси кратних і частинних величин

Множник	Префікс	Позначення:	
		Українське	Міжнародне
10^{24}	йота	Й	Y
10^{21}	зета	ЗТ	Z
10^{18}	екса	Е	E
10^{15}	пета	П	P
10^{12}	тера	Т	T
10^{9}	гіга	Г	G
10^{6}	мега	М	M
10^{3}	кіло	К	k
10	дека	дк	da
10^{-1}	деци	д	d
10^{-2}	санті	с	c
10^{-3}	мілі	м	m
10^{-6}	мікро	мк	μ
10^{-9}	нано	н	n
10^{-12}	піко	п	p
10^{-15}	фемто	ф	f
10^{-18}	ато	а	a
10^{-21}	зепто	зп	z
10^{-24}	йокто	й	y

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК – SUBJECT INDEX

Українські терміни	*English terms*	*С.*
А		
Алгоритм вимірювань	Measurement algorithm	23
Амперметр	Ammeter	
- електродинамічний	- electro-dynamic ammeter	152
- електромагнітний	- electromagnetic ammeter	147
- магнітоелектричний	- permanent-magnet ammeter	134
- феродинамічний	- ferro-dynamic ammeter	157
- мікропроцесорний	- microprocessor ammeter	372
В		
Ватметр	Wattmeter	
- електродинамічний	- electro-dynamic wattmeter	155
- цифровий	- digital wattmeter	255
- мікропроцесорний	- microprocessor wattmeter	376
Величина	Quantity	
- впливна	- influence quantity	98
- фізична	- physical quantity	14
- значення величини	- value of quantity	14
- істинне значення	- true value	43
- розмір величини	- magnitude of quantity	14
Вимірювання	Measurement	
- непряме	- indirect measurement	20
- опосередковане	- indirect measurement	20
- сукупне	- measurement with aggregate	20
- сумісне	- measurement with consistent	21
- пряме	- direct measurement	20
Вимірювання фізичних величин	Measurement of physical quantities	
- електричної енергії	- of electrical energy	183
- змінного струму	- of alternating energy	308
- постійного струму	- of direct current energy	372
- напруги	- of voltage	311, 372
- електричного опору	- of electrical resistance	249, 317
- ємності	- of capacitance	249
- індуктивності	- of inductance	332
- потужності	- of power	171, 376
- різниці фаз	- of phase-angle	202, 243,369
- температури	- of temperature	394
- частоти	- of frequency	200, 234, 364
- сил, деформацій	- of forces and deformations	400
- вібрацій	- of vibration	400
- моменту інерції	- of inertia moment	386
- динамічного моменту	- of dynamic moment	386
- ковзання	- of slip	384
- кута повороту	- angle of rotation	341
- кутової швидкості	- angular velocity	341

Українські терміни	*English terms*	*С.*
- кутового прискорення	- angular acceleration	341
- магнітних величин	- of magnetic quantities	288
- магнітної індукції	- of magnetic induction	288
- магнітного потоку	- of magnetic flow	292
- неелектричних величин	- of nonelectrical quantities	314
Вимірювальний	Measuring	
- перетворювач	- measuring transducer	31
- пристрій	- measuring device	29
- канал	- measuring channel	37, 405
Відліковий пристрій	Indicating device	37
Відхилення середньоквадратичне	RMS deviation	57
Відтворення одиниці фізичної величини	Reproducibility of a quantity unit	29
Вольтметр	Voltmeter	
- випрямний	- rectifying voltmeter	191
- електродинамічний	- electro-dynamic voltmeter	153
- електромагнітний	- electro-magnetic voltmeter	147
- магнітоелектричний	- permanent-magnet voltmeter	137
- феродинамічний	- ferro-dynamic voltmeter	157
- цифровий	- digital voltmeter	255
- мікропроцесорний	- microprocessor voltmeter	372
Г		
Гальванометр	Galvanometer	139
Границі (межі) вимірювань	Measuring limit	62
Градуювання засобів вимірювань	Gauging of measuring means	49
Д		
Державна метрологічна служба	National service of legal metrology	123
Державна система забезпечення єдності вимірювань	Government system of measurement traceability	120
Державні стандарти	State standard, norm	507
Дискретизація	Sampling	230
Дисперсія	Variance	57
Діагностування	Diagnosis	
- методи	- methods of diagnosing	485
- критерії	- criteria of diagnosing	487
Діапазон	Range	
- вимірювань	- measurement range	86
- показів	- indication range	87
Е		
Еталон	Etalon (measurement standard)	
- державний	- national standard	121
- копія	- duplicate standard	121
- первинний	- primary standard	121
Є		
Єдність вимірювань	Traceability	11

Українські терміни	*English terms*	*С.*
Засоби **З**	Measuring instruments	
- вимірювань	- measuring instrumentation	28
- зразкові	- reference measuring	121
- обчислювальної техніки	- computer aids	35
Значення	Value	
- істинне	- true value	43
- дійсне	- true value	43
- амплітудне	- amplitude value	191
- середнє	- mean value	60
- середньоквадратичне	- root-mean-squared-RMS	191
- числове	- numerical value	191
Інерційні властивості **І**	Inertia properties	100
Індикатор	Null-indicator	40
Інтервал похибки довірчий	Error confidence interval	57
Інтерфейс	Interface	
- стандартний	- standard interface	412
- послідовний	- serial interface	412
- паралельний	- parallel interface	428
- радіальний системний	- groove system interface	413
- магістральний системний	- main system interface	414
- GPIB	- GPIB	428
- RS-232	- RS-232	432
- RS-449	- RS-449	432
- RS-422	- RS-422	432
- RS-423	- RS-423	432
- USB	- USB	435
- MXI	- MXI	436
- MICROWIRE	- MICROWIRE	436
- SPI	- SPI	437
- I^2C	- I^2C	439
Інформація вимірювальна	Measurement information	11
Ймовірність **Й**	Probability	57
Калібрування **К**	Calibration	86
Канал вимірювальний	Measuring channel	37
Ковзання	Slip	384
Квадратор	Squarer	
Квантування	Quantization	
- крок	- interval (step)	230
Кодування	Coding	
Клас точності	Accuracy class	94

Українські терміни	*English terms*	*С.*
Класифікація	Classification	
- фізичних величин	- of electrical quantities	16
- вимірювань	- measuring	19
- похибок вимірювань	- error measuring	45
- засобів вимірювань	- of measuring means	28
- вимірювальних перетворювачів	- of measuring transducers	31
- інформаційно-вимірювальних систем	- of data measurement system	38
- цифрових вимірювальних приладів	- of digital measuring instruments	232
Компаратор	Comparator	
Компенсатор	Compensator	
- змінного струму	- alternating current compensator	220
- постійного струму	- direct current compensator	218
Контроль	Testing	
- достовірність	- reliability of the testing	448, 455
- загальні поняття	- general concepts of testing	447
- види	- type of testing	447
- засоби	- means of testing	448
- показники	- indicators of testing	448
- структура систем	- structure testing system	449
- інформаційна модель процесу	- information model of testing process	451
- методична складова достовірності	- didactic component of the reliability of quality testing	457
- інструментальна складова достовірності	- instrumental component of the reliability of quality testing	458, 462
- однопараметричний	- one-parameter testing	458
- багатопараметричний	- multiple-parameter testing	462
Л		
Логометр	Logometer	143
Лічильник електричної енергії	Energy meter	
- індукційний	- induction meter	183
- електронний	- electronic meter	376
М		
Метод	Method	
- безпосереднього оцінювання	- direct method of measurement	20
- порівняння з мірою	- comparison method of measurement	33
- вимірювання	- method of measurement	38
- диференційний	- differential method of measurement	39
- заміщення	- substitution method of measurement	41
- ноніуса	- vernier (nonius)	39
- компенсаційний	- compensation method of measurement	41
- нульовий	- null method of measurement	41

Українські терміни	*English terms*	*С.*
- протиставлення	- opposite method of measurement	41
Метрологічна повірка	Metrological verification	117
Міжнародна електротехнічна комісія	MEC	125
Міжнародна організація законодавчої метрології	International organization of legal metrology	126
Метрологія	Metrology	
- законодавча	- legal metrology	10
- засоби	- measuring mean	11
- методи	- metrological methods	11
- предмет	- subject of metrology	10
- теоретична	- theoretical metrology	10
Магніторезистор	Magnetoresistor	
Механізм вимірювальний	Measuring mechanism	
- електродинамічний	- electro-dynamic mechanism	150
- електромагнітний	- electromagnetic mechanism	145
- магнітоелектричний	- permanent-magnet mechanism	131
- феродинамічний	- ferro-dynamic mechanism	157
- електростатичний	- electrostatic mechanism	163
- індукційний	- induction mechanism	183
- логометричний	- logometer mechanism	143
Міра	Measure	29
Міст вимірювальний	Measuring bridge	
- змінного струму	- alternating current bridge	211
- постійного струму	- direct current bridge	207
- одинарний	- four-arm bridge	207
- подвійний	- six-arm bridge	209
- автоматичний	- automatic bridge	216
Момент	Moment	
- обертальний	- defecting moment	129
- протидійний	- restoring moment	129
- інерції	- inertion moment	386
- динамічний момент	- dynamic moment	386
Н		
Невизначеність, непевність	Uncertainty	68
Нормальний розподіл	Normal distribution	54
Нормовані метрологічні характеристики ЗВТ	Standardized metrological characteristics of measuring means	85
О		
Об'єкт вимірювання	Measurement object	12
Омметр	Ohmmeter	
- магнітоелектричний	- permanent-magnet of ohmmeter	142
- цифровий	- digital ohmmeter	249
Опір ЗВТ	Resistance of a measuring mean	
- вихідний	- output resistance	87
- вхідний	- input resistance	87
Оцінювання	Estimation	
- похибок засобів вимірювання	- estimation of measuring error	44

Українські терміни	*English terms*	*С.*
- точності вимірювання	- estimation of accuracy	44
Одиниці	Unit measure	
- відносні	- relative unit	15
- додаткові	- supplemental unit	15
- основні	- base unit	15
- похідні	- derived unit	15
П		
Передача розміру одиниці	Unit measure transfer	10
Передавання даних	Data transfer	
- програмне	- software data transfer	415
- апаратне	- hardware data transfer	417
Поправка	Correction	44
Поріг чутливості	Threshold of sensitivity	86
Похибка	Error	
- абсолютна	- absolute error	43
- адитивна	- additive error	93
- взаємодії	- interaction error	47
- встановлення	- installation error	47
- відносна	- relative error	44
- випадкова	- random error	45
- динамічна	- dynamic error	100
- додаткова	- complementary error	90
- зведена	- fiducial (full scale) error	89
- інструментальна	- instrumental error	47
- квантування	- error of quantizing	231
- методична	- methodical error	47
- мультиплікативна	- multiplicative error	93
- нелінійна	- nonlinear error	93
- основна	- intrinsic error	90
- прогресивна	- drift error	49
- суб'єктивна	- individual error	47
- систематична	- systematic error	45
- періодична	- periodic error	50
- процесорна	- CPU error	359
Прилади	Measuring instrument	
- аналогові	- analogue measuring instrument	189
- цифрові	- digital measuring instrument	230
Пристрої вимірювальні	Measuring device	28
Промах	Miss	44
Повірка ЗВТ	Verification of measuring means	117
Перетворення	Transformation, conversion	
- аналого-цифрове	- analogue-to-digital conversion	230
- вимірювальне	- measuring transformation	19, 29
- зрівноважувальне	- balancing transformation	32
- масштабне	- scale transformation	29
- цифроаналогове	- digital-to-analogue conversion	30

Українські терміни	*English terms*	*С.*
Перетворювач	Transducer, converter	
- амплітудних значень	- amplitude-sensing transducer	192
- аналого-цифровий	- analogue-to-digital converter	230
- вимірювальний	- measuring transducer	315
- масштабний	- scale transducer	34
- первинний	- sensor	315
- середньовипрямлених значень	- mean-sensing transducer	197
- середньоквадратичних значень	- root mean square-sensing transducer	194
- цифроаналоговий	- digital-to-analogue converter	30
Перетворювачі вимірювальні магнітних величин	Transducers of magnetic quantities	288
Перетворювачі вимірювальні неелектричних величин	Transducers of nonelectrical quantities	
- індуктивні	- inductive	332
- індукційні	- induction	334
- ємнісні	- capacitor	326
- резистивні	- resistive	317
- теплові	- termical	337, 394
- фотоелектричні	- photoelectrical	340
Перетворювачі магнітовимірювальні	Magnetic transducers	
- магнітоелектричні	- magneto-electric	
- гальваномагнітні	- galvano-magnetic	289
- індукційні	- induction	288
Підсилювач вимірювальний	Instrumentation amplifier	35
Поділка шкали	Scale division	39
Показ засобу вимірювань	Indication of a measuring tools	87
Поріг чутливості засобу вимірювань	Threshold of a measuring tools	87
Поправка	Correction	44
Р		
Рід фізичної величини	Type of a physical quantity	23
Розмір фізичної величини	Magnitude of a physical quantity	29
Режим роботи	Operating mode of measuring	
- динамічний	- dynamic operating mode	85
- статичний	- static operating mode	85
Розмірність величини	Dimension of quantity	14
Розподіл похибки	Error probabily distribution	
- Лапласа	- Laplace distribution	54
- Гаусса	- normal distribution	54
- рівномірний	- uniform distribution	55
- Стьюдента	- Student distribution	61
С		
Система	System	
- вимірювальна	- measuring system	408
- діагностики	- diagnostic system	484
- контролю	- control system	443
Сподівання математичне	Mathematical expectation	

Українські терміни	*English terms*	*С.*
Спостереження	Observation	12
Статистичні оцінки	Statistical estimate	60
Сумісна густина розподілу	Joint density of distribution	58
Т		
Тензорезистор	Tenzoresistor	322
Термометр опору	Resistance thermometer	321
Термопара	Thermocouple	396
Точність вимірювання	Accuracy of measurement	44
Трансформатор вимірювальний	Measuring transformer	
- напруги	- voltage transformer	170
- струму	- current transformer	167
У		
Умови вимірювання	Measurement conditions	
- нормальні	- reference conditions	90
- робочі	- rated operating conditions	90
Усереднення	Averaging	97
Ф		
Фізична величина	Physical quantity	14
Фазовий зсув	Phase shift	202, 243
Фазометр	Phase meter	
- аналоговий	- analog phase meter	202
- електромеханічний	- electromechanical phase meter	158
- електронний	- electronic phase meter	202
- цифровий	- digital phase meter	242
- мікропроцесорний	- microprocessor phase meter	
Фотодіод	Photodiode	340
Фоторезистор	Photo-resistor	320
Функція перетворення	Conversion function	85
Х		
Характеристика	Characteristic	
- амплітудно-частотна	- amplitude characteristic	110
- градуювальна	- calibrated characteristic	86
- імпульсна	- pulse characteristic	109
- перехідна	- transient characteristic	105
- фазочастотна	- phase characteristic	110
- метрологічна статична	- metrological static	86
Ч		
Числовий перетворювач	Numerical conterter	35
Чутливість	Sensitivity	86
Частотомір	Frequency meter	
- аналоговий	- analogue frequency meter	200
- електродинамічний	- electro-dynamic frequency meter	158
- електронний	- electronic frequency meter	200
- цифровий	- digital frequency meter	233
- мікропроцесорний	- microprocessor frequency meter	364

Українські терміни	*English terms*	*С.*
Ш		
Шкала	Scale	
- нерівномірна	- non-linear scale	147, 153
- рівномірна	- linear scale	156, 164
Швидкість	Velocity	
- кутова	- angular velocity	380
Шина системна	System bus	
- IBM PC	- IBM PC	423
- PC AT	- PC AT	424
- EISA	- EISA	426
- PCI	- PCI	427

Навчальне видання

Василь Васильович Кухарчук
Володимир Юрійович Кучерук
Євген Тимофійович Володарський
Володимир Віталійович Грабко

Основи метрології та електричних вимірювань

Підручник

Редактор Т. Старічек

Оригінал-макет підготовлено В. Кухарчуком

Підписано до друку 28.11.2011 р.
Формат 29,7 × 42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різографічний. Ум. друк. арк. 22,7
Наклад 500 (1-й запуск 1-150) прим. Зам. № 2011-198

Вінницький національний технічний університет,
комп'ютерний інформаційно-видавничий центр.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-85-32.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі.
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-87-38.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.